



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

PRECIZNÍ LABORATORNÍ NAPÁJECÍ ZDROJ

PRECISION LABORATORY POWER SUPPLY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Dalibor Bartoš

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Vladimír Levek, Ph.D.

BRNO 2020

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Mikroelektronika**

Ústav mikroelektroniky

Student: Bc. Dalibor Bartoš

ID: 186027

Ročník: 2

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Precizní laboratorní napájecí zdroj

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte, popište a realizujte dvoukanálový precizní laboratorní napájecí zdroj umožňující přesné nastavení napětí od 0 - 30 V s omezením do 1 A. Napájecí zdroj bude umožňovat přesné měření výstupních hodnot a také komunikaci s počítačem.

Zařízení navrhněte, realizujte a proveďte testování jeho parametrů. Veškerý postup návrhu, realizace a finálních testů popište v textové části diplomové práce.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 19.5.2020

Vedoucí práce: Ing. Vladimír Levek, Ph.D.

doc. Ing. Lukáš Fucík, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Tato diplomová práce se zabývá návrhem precizního dvoukanálového laboratorního zdroje s rozsahem výstupního napětí od 0 do 30 V a nastavitelným proudovým omezením do 1 A. Navržené řešení je založeno na využití lineárních stabilizátorů a systému přepínání vstupního napětí k minimalizaci ztrátového výkonu. Galvanicky oddělené kanály napájecího zdroje sdílí společný řídicí mikrokontrolér, jenž zpracovává vstupy od uživatele. Program mikrokontroléru rovněž umožňuje kalibraci zařízení nebo komunikaci zdroje s počítačem. Kryt napájecího zdroje je navržen s ohledem na dobré chlazení přístroje a výrobu procesem 3D tisku. Na závěr jsou vlastnosti laboratorního napájecího zdroje ověřeny testovacími měřeními.

KLÍČOVÁ SLOVA

Laboratorní napájecí zdroj, dvoukanálový napájecí zdroj, lineární stabilizátor, nezávislé kanály, mikrokontrolér, chlazení, PC komunikace

ABSTRACT

The subject of this thesis is a design of a precision dual channel laboratory power supply with output voltage range from 0 to 30 V and adjustable current limit up to 1 A. The proposed solution is based on linear regulators and input voltage switching system to minimize power dissipation. Galvanically isolated channels of the power supply share the same microcontroller that processes the user inputs. Microcontroller code allows the calibration of the device or it's communication with computer. The cover of the device is designed with good cooling performance and 3D printing manufacturing method in mind. The properties of the designed laboratory power supply are verified by the final test measurements.

KEYWORDS

Laboratory power supply, dual channel power supply, linear regulator, independent channels, microcontroller, cooling, PC communication

BARTOŠ, Dalibor. Precizní laboratorní napájecí zdroj. Brno, 2020. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/126935>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky. Vedoucí práce Vladimír Levek.

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Vladimíru Levkovi, Ph.D. za pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Rovněž jsem vděčný za ochotu projevenou při konzultacích za mimořádné situace, během které byla tato diplomová práce vypracovávána.

OBSAH

Úvod	1
1 Napájecí zdroje	3
1.1 Porovnání lineárních a spínaných zdrojů	3
1.2 Stabilizátory	5
1.2.1 Parametrické napěťové stabilizátory	6
1.2.2 Lineární zpětnovazební napěťové stabilizátory	9
1.2.3 Spínané napěťové stabilizátory	16
1.3 Chlazení polovodičových součástek	21
1.4 Filtrace výstupního napětí stabilizátorů	26
2 Návrh napájecího zdroje	31
2.1 Specifikace parametrů napájecího zdroje	31
2.2 Výběr napěťového stabilizátoru	33
2.2.1 Systém přepínání napájecího napětí	36
2.2.2 Předregulace vstupního napětí stabilizátoru LT3080	39
2.2.3 Zajištění minimální zátěže na výstupu stabilizátoru	41
2.3 Napájení laboratorního zdroje	43
2.3.1 Transformátor a usměrňovač	43
2.3.2 Pomocné napájecí obvody	46
2.3.3 Ochranné prvky	48
2.4 Nastavení a měření výstupního napětí a proudu	50
2.4.1 Nastavení výstupního napětí	50
2.4.2 Nastavení limitace výstupního proudu	53
2.4.3 Simulace omezení výstupního proudu	56
2.4.4 Signalizace stavu proudové limitace	58
2.4.5 Měření výstupního napětí a výstupního proudu	61
2.5 Galvanické oddělení komunikační sběrnice	62
2.6 Mikrokontrolér	64
2.6.1 Komunikace s počítačem	66
2.7 Monitorování teploty a řízení ventilátorů	67
2.8 Výpočet parametrů chladiče	70

3	Realizace napájecího zdroje	74
3.1	Návrh a osazení DPS	74
3.2	Kryt laboratorního zdroje.....	76
3.3	Kalkulace ceny zhotoveného zařízení.....	80
3.4	Program mikrokontroléru	81
3.4.1	Nabídka menu	84
3.4.2	Kalibrace zdroje	86
3.4.3	PC Komunikační protokol	88
4	Měření charakteristik laboratorního zdroje	90
4.1	Rozsah výstupního napětí a výstupního proudu	91
4.2	Zvlnění a šum výstupního napětí	95
4.3	Odezva na skokovou změnu výstupního proudu	97
4.4	Přesnost měření výstupního napětí a proudu	101
4.5	Souhrn vlastností laboratorního zdroje	102
5	Závěr	103
	Literatura	105
	Seznam obrázků	109
	Seznam tabulek	113
A	Přílohy	114

ÚVOD

Napájecí zdroj je nezbytnou součástí každého pracoviště, kde se vyvíjí nebo testují elektronické obvody. Tato základní součást vybavení by neměla být zanedbávána, jelikož nepřesnost nebo nestabilita výstupního napětí zdroje může nepříznivě ovlivnit funkci k němu připojených obvodů.

Cílem této diplomové práce je návrh a zhotovení laboratorního zdroje, který je schopen přesně dodávat a měřit hodnoty výstupního napětí a proudu. Musí obsahovat dva nezávislé kanály, přičemž výstupní napětí každého z nich lze precizně upravit v rozsahu od 0 V do 30 V s rozlišením 10 mV. Proudové omezení obou kanálů je možné nastavit v rozsahu od 0 A do 1 A s rozlišením 1 mA. Tento rozsah je dostatečný pro napájení velké části mikroelektronických aplikací, ale v případě nutnosti je možné výstupy obou kanálů propojit a získat tak až dvojnásobek výstupního napětí (max. 60 V) nebo proudu (max. 2 A).

Na trhu existuje celá řada relativně levných laboratorních zdrojů, kterým navržený napájecí zdroj nemůže cenově konkurovat. Jeho hlavní výhodou ve srovnání s těmito zařízeními je řízení mikrokontrolérem, které oproti běžnému analogovému ovládání pomocí potenciometrů umožňuje přesné a reprodukovatelné nastavení zdroje. Mikrokontrolér zprostředkovává i komunikaci zdroje s počítačem, což lze využít k dálkovému ovládání nebo k provádění automatizovaných měření.

Toto téma diplomové práce jsem zvolil, protože laboratorní napájecí zdroj potřebuji k práci na svých projektech, ale zároveň jsem na trhu nenašel žádný produkt zcela vyhovující mým požadavkům. Tato práce zahrnuje návrh celého zapojení, desek plošných spojů, vytvoření programu a následně i návrh a výrobu krytu celého zařízení, přičemž každý z těchto aspektů je dokonale přizpůsoben mým potřebám.

Při návrhu moderního laboratorního zdroje je možné využít klasické lineární stabilizátory, nebo spínané stabilizátory. Výběr mezi těmito koncepty napájecích zdrojů vyžaduje důslednou teoretickou přípravu a porovnání obou technologií. První část práce je proto věnována této problematice. Jelikož při stabilizaci výstupního napětí na požadovanou hodnotu vzniká v napájecím zdroji velké množství ztrátového tepla, zabývá se další část práce návrhem chladičů pro výkonové součástky. Dále jsou probrány možnosti filtrace napájecího napětí, aby výsledné výstupní napětí zdroje mělo co nejlepší parametry.

Před samotným návrhem schématu laboratorního zdroje jsou nejprve specifikovány jeho nejdůležitější parametry. Následuje výběr napěťového stabilizátoru a návrh obvodů zajišťujících nastavení a měření výstupního napětí a proudu. Zvolený lineární stabilizátor LT3080 vyžaduje specifické provozní podmínky, které jsou zabezpečeny pomocnými obvody popsány v druhé části práce. Velmi podstatný je i výběr mikrokontroléru a zajištění možnosti jeho komunikace s počítačem i s oběma galvanicky oddělenými kanály. Rovněž jsou popsány požadavky na transformátor a chladiče výkonových součástek.

Třetí kapitola práce popisuje samotnou realizaci zdroje, a to od návrhu desek plošných spojů, přes návrh a výrobu krytu a odhad ceny celého zařízení až po velmi podstatnou část zabývající se programem mikrokontroléru. Zde je popsáno ovládání zdroje a různé další možnosti, které zdroj nabízí (například kalibrace nebo způsob komunikace s počítačem).

Poslední kapitola diplomové práce se zabývá měřením nejdůležitějších charakteristik navrženého laboratorního zdroje. Mezi ty patří rozsah výstupního napětí, funkčnost proudového omezení, zvlnění a šum výstupního napětí nebo odezva na skokovou změnu výstupního proudu. Na závěr jsou vlastnosti zdroje shrnuty v přehledné tabulce.

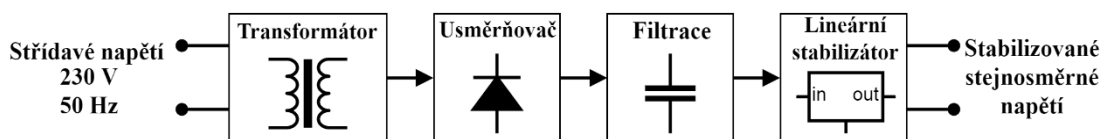
1 NAPÁJECÍ ZDROJE

Každý elektrický obvod potřebuje ke své funkci zdroj elektrické energie. Elektronické obvody velmi často pracují s nízkým stejnosměrným napětím, které je vytvořeno ze síťového střídavého napětí. Tyto síťové zdroje prošly v průběhu let značnými změnami. V dřívějších dobách byly obvyklé objemné a těžké stabilizované zdroje využívající lineární stabilizátory. Dnes se v naprosté většině spotřební elektroniky používají spínané zdroje, které umožnily značné odlehčení, zmenšení a zlevnění těchto zařízení. V této kapitole jsou rozebrány principy funkce napájecích zdrojů a jejich odlišnosti.

1.1 Porovnání lineárních a spínaných zdrojů

Obsahem této kapitoly je porovnání blokových schémat klasického lineárního a spínaného napájecího zdroje. Oba zdroje vytváří stejnosměrné výstupní napětí ze vstupního střídavého síťového napětí. Cílem je poukázat na zásadní rozdíly mezi těmito druhy zdrojů a také srovnání jejich výhod a nevýhod.

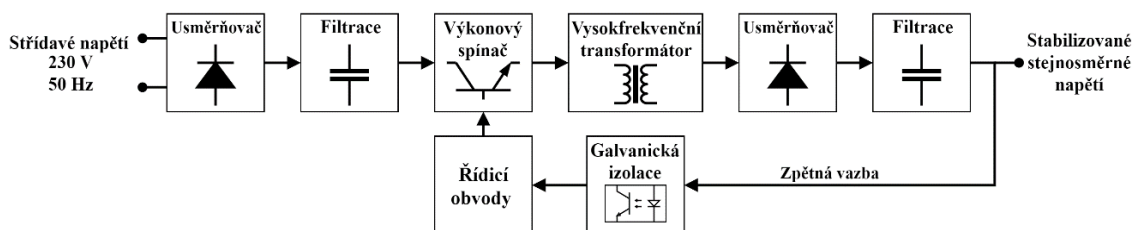
Blokové schéma s nejdůležitějšími částmi klasického lineárního zdroje vytvářejícího regulované stejnosměrné napětí (například +12 V) ze síťového vstupního napětí je na obrázku 1. Síťové napájení (230 V / 50 Hz) je připojeno na primární vinutí transformátoru. Na sekundárním vinutí se indukuje střídavé napětí se stejnou frekvencí, ale jinou amplitudou dle poměru počtu závitů primárního a sekundárního vinutí [1]. Při konstrukci napájecích zdrojů chceme obvykle nižší výstupní napětí, proto bude i počet závitů sekundárního vinutí oproti primárnímu vinutí nižší. Transformátor rovněž galvanicky odděluje obvod na sekundární straně od obvodu na primární straně, a tak výrazně zvyšuje celkovou bezpečnost zařízení. Střídavé napětí ze sekundárního vinutí transformátoru je připojené na usměrňovač, který z něj vytváří stejnosměrné napětí. Výstupní napětí však není dokonale vyhlazené, a proto je usměrňovač nejčastěji doplněn filtračním kondenzátorem s velkou kapacitou. Takto vyfiltrované napětí vstupuje do lineárního stabilizátoru, který z něj vytváří finální výstupní napětí s požadovanou hodnotou stejnosměrného napětí.



Obrázek 1: Blokové schéma lineárního napájecího zdroje [1]

Blokové schéma spínaného zdroje zachycené na obrázku 2 je mnohem komplexnější. Vstupní síťové napětí je nejprve usměrněno a následně vyfiltrováno, aby se co nejvíce potlačilo jeho zvlnění (nechtěné nízkofrekvenční střídavé složky). V následujícím kroku je vysoké stejnosměrné napětí převedeno na střídavý obdélníkový průběh pomocí vysokofrekvenčního spínacího tranzistoru, který obvykle pracuje s kmitočtem v rozmezí od 20 kHz do 1 MHz [1]. Toto vysokofrekvenční střídavé napětí s obdélníkovým průběhem následně vstupuje do transformátoru, na jehož sekundární straně je nejčastěji vyžadováno střídavé napětí s mnohem nižší amplitudou.

Výstupní napětí z transformátoru je usměrněno a důkladně filtrováno, aby se potlačilo tentokrát vysokofrekvenční zvlnění. Systém zpětné vazby, jenž kontroluje spínání tranzistoru před transformátorem podle hodnoty výstupního napětí, musí být rovněž galvanicky oddělen, aby bylo zachováno galvanické oddělení výstupu zdroje od síťového napájení.



Obrázek 2: Blokové schéma spínaného napájecího zdroje [1]

Značnou výhodou spínaných zdrojů je práce s vysokofrekvenčním střídavým napětím při jeho transformaci. Napětí indukované v sekundárním vinutí transformátoru je totiž úměrné počtu závitů, ale i magnetické indukci, ploše průřezu jádra transformátoru a frekvenci signálu [2]. Je-li tedy frekvence vstupního střídavého napětí mnohonásobně vyšší oproti frekvenci sítě (např. 50 kHz oproti 50 Hz), může být plocha průřezu jádra značně redukována a celý transformátor bude mnohem menší. Transformátor je přitom pravděpodobně nejtěžší a největší prvek v napájecím zdroji. Jeho zmenšení tedy umožní miniaturizaci celého zařízení, značně sníží jeho hmotnost a také cenu, protože menší transformátor spotřebuje méně výrobního materiálu. Pravděpodobně ještě důležitější je vyšší účinnost spínaných zdrojů oproti těm lineárním, a tedy nižší nároky na chladiče. Při činnosti lineárních stabilizátorů vznikají ztráty na sériovém regulačním tranzistoru neustále. Ideální spínané zdroje by na druhou stranu mohly dosahovat až stoprocentní účinnosti, ale reálné vlastnosti součástek ji snižují. Ve spínaných zdrojích se projevují především spínací ztráty, jež rostou se spínací frekvencí (vlivem nenulové doby sepnutí a vypnutí tranzistorů), ztráty vedením (vlivem nenulového odporu vodivého kanálu tranzistoru) a ztráty způsobené nutností napájení řídicích obvodů [3][4]. I přes to může účinnost spínaných zdrojů běžně dosahovat i více než 80 % [5]. Menší potřebný chladič společně s menším transformátorem znamená, že především v oblasti přenosných napájecích zdrojů (nabíječky mobilních telefonů, notebooků atd.) se klasické lineární zdroje již téměř nepoužívají. Hmotnost, cena a rozměry jsou zde rozhodujícím faktorem, a proto spínané zdroje v současnosti na trhu dominují.

Napájecí zdroje využívající lineární regulátory však mají stále své opodstatnění. Jejich návrh je mnohem jednodušší a vyžadují málo externích součástek, a tedy i málo místa na desce plošných spojů. Díky absenci vysokofrekvenčního spínání tyto zdroje neprodukují obtížně odstranitelný vysokofrekvenční spínací šum. Lineární stabilizátory také mnohem rychleji reagují na změny v proudovém odběru zátěže [3]. Jejich účinnost z výše uvedených důvodů bývá menší než u spínaných zdrojů, ale ztrátový výkon lze omezit zajištěním malého rozdílu mezi vstupním a výstupním napětím lineárního stabilizátoru (důkladněji popsáno v kapitole 1.2.2). Tato koncepce zdrojů je vhodná u zařízení, která nejsou přenosná, jejich rozměry nejsou důležité, ale kvalita výstupního napětí zdroje ano. Do této kategorie patří například laboratorní napájecí zdroje.

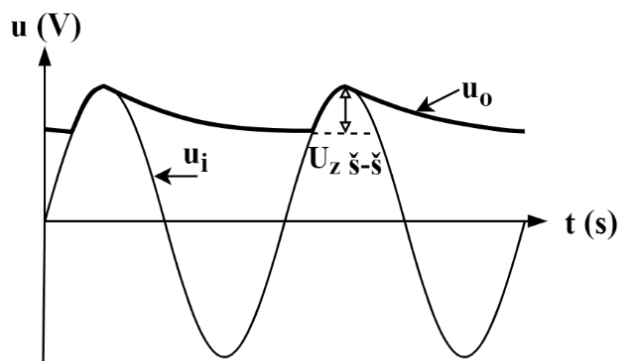
1.2 Stabilizátory

Elektronické obvody jsou obvykle navrženy, aby pracovaly při určitém konstantním stejnosměrném napájecím napětí, jenž je dodáváno napěťovým zdrojem. Konstantní výstupní napětí nebo proud pro napájení ostatních obvodů jsou schopny zabezpečit napěťové nebo proudové stabilizátory. Napěťové stabilizátory udržují jejich výstupní napětí na určité neměnné hodnotě, a to i při změnách velikosti odebíraného proudu, vstupního napětí stabilizátoru nebo dokonce i při změnách teploty.

Měřítkem kvality stejnosměrného napájecího napětí je kromě jeho stability i přítomnost nechtěných střídavých složek, které způsobují periodické kolísání hodnoty výstupního napětí okolo kýžené stejnosměrné hodnoty. Jde o takzvané zvlnění napětí (viditelné na výstupním napětí jednocestného usměrňovače, viz obrázek 3), které bývá charakterizováno činitelem zvlnění p [5]:

$$p = \frac{U_{z\check{s}-\check{s}}}{U_o} \cdot 100 \quad [\%], \quad (1.1)$$

kde $U_{z\check{s}-\check{s}}$ je mezivrcholová hodnota zvlnění výstupního napětí a U_o je střední hodnota výstupního napětí. Čím menší činitel zvlnění zdroj má, tím je jeho výstupní napětí kvalitnější. Jestliže má zdroj činitel zvlnění 0 %, pak je jeho výstupní stejnosměrné napětí dokonale vyhlazené (obsahuje pouze stejnosměrnou složku).



Obrázek 3: Průběh vstupního a výstupního napětí jednocestného usměrňovače [5]

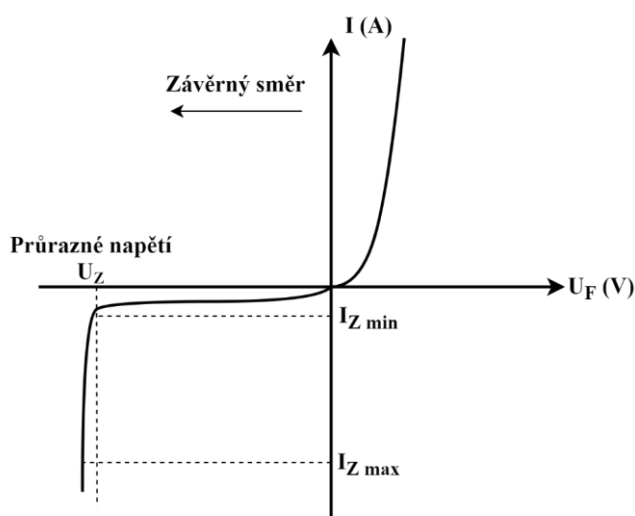
Tím že stabilizátor udržuje hodnotu výstupního napětí přibližně konstantní a nezávislou na omezených změnách vstupního napětí, pracuje i jako filtr zvlnění vstupního napětí. Poměr relativních změn velikosti vstupního a výstupního napětí pak definuje další důležitý parametr charakterizující stabilizátory nazývaný činitel stabilizace S [5]:

$$S = \frac{\frac{\Delta U_I}{U_I}}{\frac{\Delta U_o}{U_o}} \quad [-]. \quad (1.2)$$

Aby stabilizátor co nejvíce potlačoval vliv změn vstupního napětí, musí být hodnota činitele stabilizace vysoká. Stabilizátory lze rozdělit na několik kategorií, z nichž pravděpodobně nejpodstatnější je rozlišení na stabilizátory parametrické, lineární a spínané.

1.2.1 Parametrické napět'ové stabilizátory

Parametrické stabilizátory využívají ke své činnosti prvků s vhodnou voltampérovou charakteristikou. Ideální je nelineární voltampérová charakteristika, která obsahuje oblast, ve které při výrazných změnách jedné veličiny (například proudu skrz regulační prvek) nastává jen zanedbatelná změna druhé veličiny (například výstupního napětí). Typickým zástupcem takových prvků je Zenerova dioda, jejíž voltampérová charakteristika je na obrázku 4.



Obrázek 4: Voltampérová charakteristika Zenerovy diody [1]

Zenerova dioda je polovodičová součástka, u které se převážně využívá závěrného směru voltampérové charakteristiky (napětí na katodě je vyšší než napětí na anodě). V propustném směru se totiž chová stejně jako běžná polovodičová dioda. Při dosažení určitého napětí v závěrném směru dochází v Zenerově diodě k nedestruktivnímu průrazu, což se projeví strmým zlomem ve voltampérové charakteristice. Napětí, při kterém k průrazu dochází, se označuje jako Zenerovo napětí. Při dosažení Zenerova napětí proud diodou strmě narůstá, ale napětí mezi katodou a anodou zůstává téměř konstantní.

Zenerovy diody se konstruují s různou velikostí Zenerova napětí, což ovlivní i druh průrazu, který se u této diody bude projevovat. U Zenerových diod s průrazným napětím menším než přibližně 5,6 V se projevuje Zenerův průraz. Tento druh průrazu je způsoben kvantovým tunelováním elektronů z valenčního do vodivostního pásu polovodiče, což prudce zvyšuje množství volných minoritních nosičů, a tedy i proud protékající PN přechodem diody. Proto je důležité, aby tyto diody byly silně dotovány, a měly tedy velmi úzkou oblast PN přechodu. Teplotní koeficient Zenerova napětí je u tohoto typu diod záporný, což znamená, že s rostoucí teplotou velikost Zenerova napětí klesá [6].

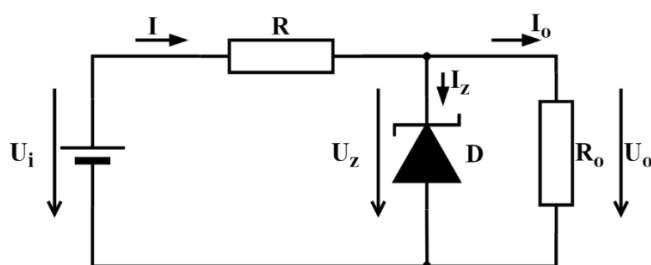
Zenerovy diody s průrazným napětím vyšším než 5,6 V mají dominantní lavinový průraz, který je založen na lavinovém násobení počtu nosičů v polovodiči. Jestliže je PN přechod dostatečně široký, může být volný elektron v oblasti PN přechodu silným elektrickým polem urychlen natolik, že při jeho nárazu do pevně vázaného atomu v krystalové mřížce dojde k uvolnění nového páru elektronu a díry. Nově uvolněný i původní elektron jsou následně opět urychlovány elektrickým polem a mohou způsobit vygenerování dalších volných nosičů. Dostatečnou šířku PN přechodu lze zabezpečit nízkou dotací diody. Jelikož při vyšších teplotách bude častěji docházet ke kolizi volných elektronů s atomy mřížky ještě před tím, než stihnou získat dostatek energie pro vyrazení nových nosičů, je teplotní koeficient Zenerova napětí diod založených na lavinovém průrazu kladný – s rostoucí teplotou Zenerovo napětí rovněž roste [6].

Je možné zkombinovat zápornou teplotní závislost Zenerova průrazu a kladnou teplotní závislost lavinového průrazu a zkonstruovat diodu, jejíž průrazné napětí má hodnotu přibližně 5,6 V a je téměř teplotně nezávislé. Toho lze využít pro konstrukci teplotně nezávislých napěťových referencí [6].

Typický stabilizátor využívající Zenerovu diodu je zobrazen na obrázku 5. Zenerova dioda musí být zapojena v závěrném směru paralelně s napájenou zátěží. Za předpokladu že jsou hodnoty součástek zvoleny správně, pracuje Zenerova dioda v oblasti za kolenem voltampérové charakteristiky a stabilizuje tak výstupní napětí U_O tím, že jej udržuje na téměř neměnné hodnotě Zenerova napětí ($U_O = U_Z$). Jestliže se změní vstupní napětí U_I , proud I_O skrze zatěžovací rezistor R_O zůstává dle Ohmova zákona téměř konstantní, jelikož napětí na Zenerově diodě, a tedy i na zátěži, se téměř nezmění. Dojde však ke změně úbytku napětí na sériovém rezistoru R_I

$$U_R = U_I - U_Z \quad [\text{V}] \quad (1.3)$$

a k výrazné změně proudu Zenerovou diodou I_Z . Samozřejmě se může měnit i hodnota odporu zatěžovacího rezistoru R_O , přičemž stabilizátor by měl ideálně stále udržet konstantní výstupní napětí.



Obrázek 5: Napěťový stabilizátor se Zenerovou diodou [1]

Aby ale obvod pracoval jako stabilizátor, je zapotřebí vhodně zvolit hodnoty součástek. Základním požadavkem je, aby vstupní napětí obvodu bylo v celém svém rozsahu vždy větší, než je Zenerovo napětí použité diody. Proud Zenerovou diodou I_Z tekoucí v závěrném směru musí být v určitém rozmezí hodnot určeném výrobcem diody. Důležitý je minimální proud $I_{Z \min}$ a maximální proud $I_{Z \max}$, které jsou vyznačeny i na voltampérové charakteristice na obrázku 4.

Pokud by diodou tekla proud menší než $I_{Z \min}$, pohyboval by se pracovní bod obvodu ještě před kolenem charakteristiky v závěrném směru. Funkce stabilizátoru by nebyla dosažitelná, protože v této oblasti dochází při nepatrné změně proudu k prudké změně napětí na Zenerově diodě. Při překročení proudu $I_{Z \max}$ zase hrozí zničení diody nadměrným ztrátovým výkonem daným rovnicí

$$P_{ZTR} = U_Z \cdot I_{Z \max} \quad [\text{W}]. \quad (1.4)$$

Velikost sériového odporu R je klíčem k zajištění pohybu pracovního bodu právě mezi minimálním a maximálním dovoleným proudem skrze Zenerovu diodu. Důležité je navrhnout jeho hodnotu s ohledem na následující dva klíčové body. Nejmenší hodnota proudu I_Z teče diodou v okamžiku, kdy je hodnota zatěžovacího odporu nejmenší (teče největší proud zátěží I_O) a zároveň je na vstupu obvodu nejmenší napětí $U_{I \min}$. Největší proud I_Z teče diodou v případě, že je zatěžovací odpor největší, případně může být zátěž zcela odpojena. Zároveň je připojeno největší vstupní napětí $U_{I \max}$. V tom případě je proud zátěží malý nebo dokonce nulový. Se znalostí požadovaného výstupního napětí (parametrů Zenerovy diody), rozsahu hodnot vstupního napětí a rozsahu velikosti odporu připojené zátěže lze vypočítat rozsah, ze kterého je možné hodnotu odporu R zvolit, a to dle následujících rovnic.

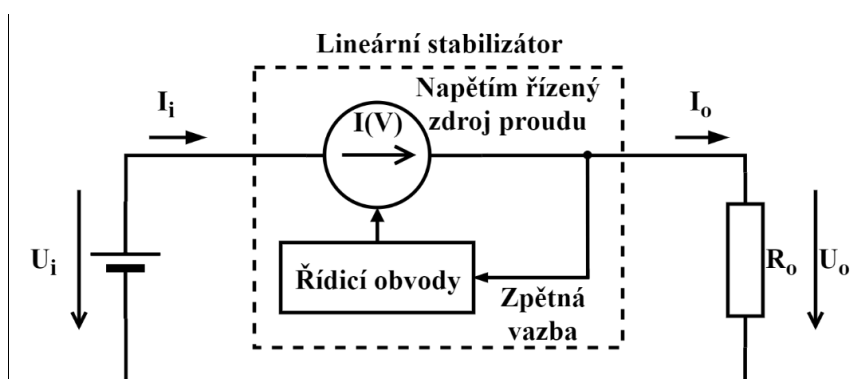
$$R_{\max} = \frac{U_R}{I_R} = \frac{U_{I \max} - U_Z}{I_{Z \max} + I_{O \min}} = \frac{U_{I \max} - U_Z}{I_{Z \max} + \frac{U_Z}{R_{O \max}}} \quad [\Omega] \quad (1.5)$$

$$R_{\min} = \frac{U_R}{I_R} = \frac{U_{I \min} - U_Z}{I_{Z \min} + I_{O \max}} = \frac{U_{I \min} - U_Z}{I_{Z \min} + \frac{U_Z}{R_{O \min}}} \quad [\Omega] \quad (1.6)$$

Stabilizátory se Zenerovou diodou jsou jednoduché, ale mají mnohé nedostatky. Jejich pravděpodobně největší nedostatek je velmi malá energetická účinnost a nízký činitel napěťové stabilizace. Nejhorší případ nastává v momentě, kdy je zcela odpojená zátěž, což je stav, při kterém by ideální stabilizační obvod měl mít naopak minimální spotřebu. Činitel stabilizace se dá vylepšit zvýšením vstupního napětí, ale pak dále klesá účinnost obvodu. Velký ztrátový výkon na Zenerově diodě i sériovém rezistoru znamená, že toto zapojení není vhodné pro aplikace napájené bateriemi. Nevýhodou je rovněž nemožnost změnit velikost výstupního napětí, které je určeno fixním napětím na Zenerově diodě. Další problém nastává při návrhu stabilizátoru s velkým výstupním proudem. Všechny tyto nedostatky se snaží řešit lineární zpětnovazební stabilizátory.

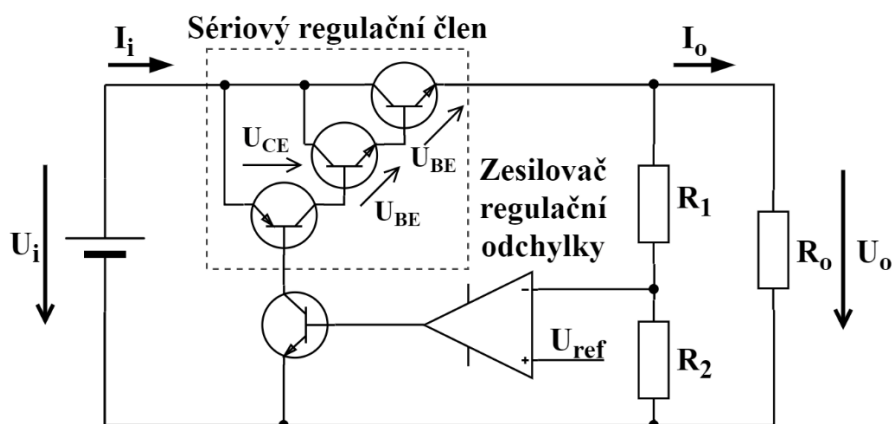
1.2.2 Lineární zpětnovazební napět'ové stabilizátory

S lineárními zpětnovazebními stabilizátory (označované často pojmem lineární regulátory, anglicky pak *linear regulator*) se lze nejčastěji setkat ve formě integrovaných obvodů. Základem jejich funkce je již dle názvu záporná zpětná vazba, která udržuje napětí na výstupu stabilizátoru konstantní. K tomu obvykle slouží sériový regulační člen mezi vstupem a výstupem, který řídí velikost protékajícího proudu dle velikosti výstupního napětí. Výstupní napětí stabilizátoru je snímáno a zpětnovazební systém nastaví takový odpor sériového regulačního členu, aby na výstupu bylo dosaženo požadované hodnoty výstupního napětí.



Obrázek 6: Zjednodušené schéma lineárního zpětnovazebního stabilizátoru [7]

Lineární regulátor si lze představit jako napětím řízený zdroj proudu (viz obrázek 6). Napětí z výstupní svorky je snímáno zpětnovazebním systémem, který dle velikosti výstupního napětí regulátoru upravuje proud dodávaný do zátěže tak, aby se dle Ohmova zákona na výstupní svorce objevilo požadované napětí. Tímto napětím řízeným zdrojem proudu jsou často NPN nebo PNP tranzistory pracující v aktivní oblasti výstupní charakteristiky. Rovněž mohou být využity unipolární tranzistory. Řídicí blok obvodu může být tvořen operačním zesilovačem, který slouží jako zesilovač regulační odchylky, napět'ovou referencí a případně i děličem napětí (viz obrázek 7).



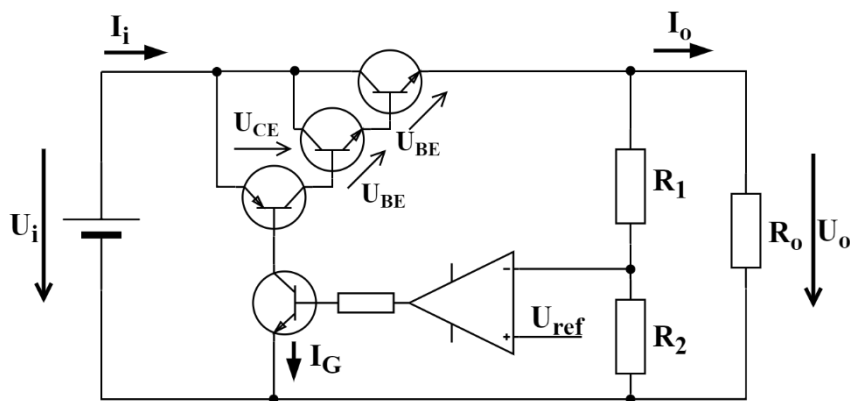
Obrázek 7: Lineární zpětnovazební stabilizátor [7]

Zesilovač regulační odchylky se snaží docílit toho, aby mezi jeho vstupními svorkami bylo nulové napětí. Na neinvertující vstup má přivedené teplotně stabilní referenční napětí a na invertující vstup napětí z výstupu lineárního regulátoru. Cílové výstupní napětí, kterého se regulátor snaží dosáhnout, je pak buďto přímo rovno referenčnímu napětí, nebo jeho násobku, pokud vstupu do zesilovače předchází dělič napětí (viz rovnice (1.7)). V ideálním případě, kdy je na výstupu regulátoru žádoucí hodnota napětí, se na invertujícím vstupu zesilovače regulační odchylky objeví napětí shodné s výstupem napěťové reference. Jestliže tomu tak není, zesilovač regulační odchylky buďto více otevře nebo více přivře sériový regulační tranzistor, čímž se změní velikost proudu dodávaného do zátěže, a dle Ohmova zákona tedy i napětí na výstupní svorce regulátoru U_O :

$$\begin{aligned} U_O &= I_O \cdot R_O = U_{R2} + U_{R1} = U_{REF} + I_{R1}R_1 \\ &= U_{REF} + \frac{U_{REF}}{R_2} R_1 = U_{REF} \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad [\text{V}]. \end{aligned} \quad (1.7)$$

Klasická architektura lineárního regulátoru je zobrazena na obrázku 8. Jako sériový regulační člen slouží NPN tranzistor v Darlingtonově zapojení. Aby toto zapojení mohlo spolehlivě fungovat, musí být vstupní napájecí napětí U_I vyšší než výstupní napětí U_O minimálně o hodnotu [7]:

$$U_{D,min} = U_{CE,PNP} + 2U_{BE,NPN} \cong 3 \text{ V}. \quad (1.8)$$



Obrázek 8: Klasický lineární stabilizátor [7]

Tento minimální úbytek napětí na lineárním regulátoru se anglicky nazývá *dropout voltage* a je to jeden z nejdůležitějších parametrů každého lineárního regulátoru. V případě že vstupní napětí klesne natolik, že rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím je menší než $U_{D,min}$, přestávají regulační tranzistory pracovat v aktivní oblasti výstupní charakteristiky a regulátor již nedokáže na výstupu udržet konstantní napětí [7]. U této obvodové architektury se může tento minimální úbytek napětí vyšplhat i na hodnotu okolo 3 V. To je největší hodnota ze všech typů lineárních regulátorů, které budou dále rozebírány. Je to problém především z hlediska ztrátového výkonu na součástce.

Pokud se zanedbá vlastní spotřeba integrovaného obvodu I_{IC} , která je obvykle oproti proudu tekoucímu do zátěže mnohonásobně nižší (v řádech desítek μA), pak lze říct, že ztrátový výkon lineárního regulátoru je [7]:

$$P_{ZTR} = (U_I - U_O) \cdot I_O \quad [W], \quad (1.9)$$

kde U_I je vstupní napájecí napětí regulátoru, U_O a I_O jsou výstupní napětí a proud regulátoru. Při pohledu na rovnici (1.9) je patrné, že čím je umožněn menší rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím regulátoru (menší minimální úbytek napětí U_{Dmin}), tím je ztrátový výkon na regulátoru nižší a rovněž stoupá účinnost

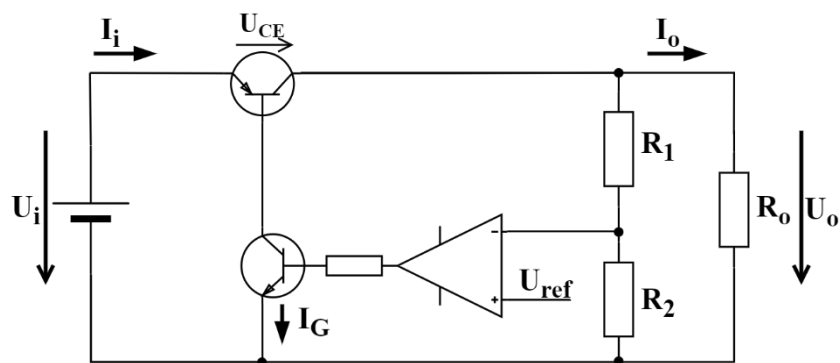
$$\eta = \frac{P_O}{P_I} \cdot 100 = \frac{U_O \cdot I_O}{U_I(I_{IC} + I_O)} \cdot 100 \cong \frac{U_O}{U_I} \cdot 100 \quad [\%]. \quad (1.10)$$

Darlingtonovo zapojení s velkým úbytkem napětí tedy nemůže dosáhnout vysoké účinnosti, na druhou stranu má ale výhodu ve vysokém zesílení regulačních tranzistorů. Proud dodávaný do bází těchto regulačních tranzistorů je roven přibližně [1]:

$$I_{B,darl.} = \frac{I_O}{1 + \beta_{darl.}} \quad [A]. \quad (1.11)$$

Tento proud odebírá regulátor ze vstupního zdroje, ale neteče to připojené zátěže, takže je vhodné jej co nejvíce minimalizovat. Tato standardní architektura regulátoru jej díky vysoké hodnotě proudového zesilovacího činitele Darlingtonova páru $\beta_{darl.}$ (v řádu stovek až tisíců) minimalizuje nejlépe [1]. Tyto napěťové stabilizátory se typicky vyznačují velmi vysokými výstupními proudy i okolo 10 A [7].

V dnešní době, kdy je u značné části zařízení požadavek na bateriové napájení, nejsou standardní lineární regulátory vhodné. Jejich minimální úbytek napětí okolo 3 V znamená, že pokud má zařízení 12 V napájení a je zapotřebí vytvořit stabilizované napětí 5 V, není to problém. Pokud je ale napájecí napětí pouhých 5 V a je zapotřebí vytvořit stabilizované napětí 3,3 V, se standardním regulátorem to nelze uskutečnit. Částečně i z tohoto důvodu byly vyvinuty lineární regulátory s nízkým úbytkem napětí (zkratka LDO z anglického *Low Dropout Voltage*). Hlavní odlišností obvodové architektury LDO lineárního regulátoru je ve volbě sériového regulačního členu. Zatímco u klasických lineárních regulátorů jsou to NPN tranzistory v Darlingtonově zapojení, typický LDO regulátor využívá pouze jeden tranzistor. Architektura s regulačním PNP tranzistorem je zachycena na obrázku 9.

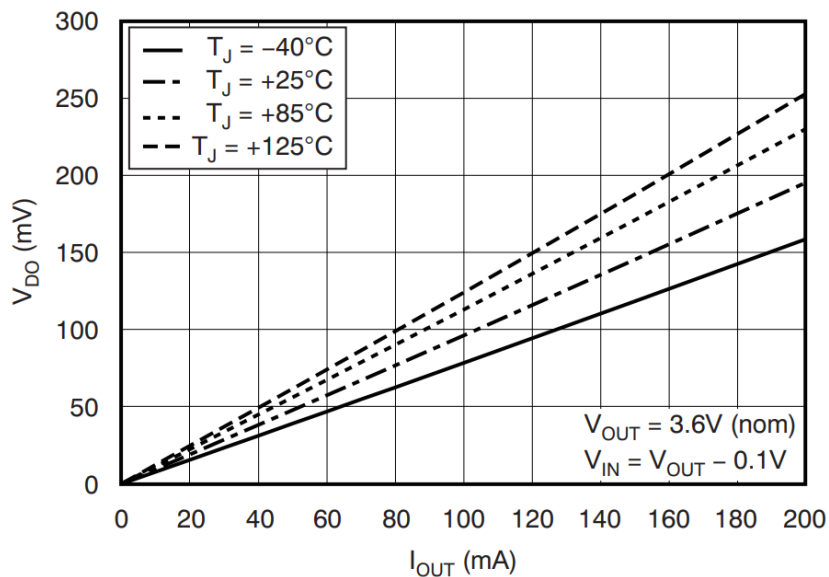


Obrázek 9: LDO napěťový stabilizátor [7]

Sériový regulační PNP tranzistor má značnou výhodu v tom, že ke správné funkci regulátoru stačí, aby byl minimální rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím roven přibližně [7]:

$$U_{D,min} = U_{CE,PNP} \cong 0,5 \text{ V.} \quad (1.12)$$

To je ale hodnota udávaná v katalogových listech pro situaci, kdy regulátorem teče maximální dovolený proud do zátěže. V okamžiku, kdy je proudový odběr menší, klesá i vyžadovaný úbytek napětí na regulátoru, a to až do řádů několika desítek milivoltů (viz obrázek 10).



Obrázek 10: Závislost minimálního úbytku napětí na výstupním proudu regulátoru TPS728. Převzato z [8]

Nevýhodou LDO architektury je nízká hodnota proudového zesilovacího činitele PNP tranzistoru β_{PNP} , která se může pohybovat i v pouhých desítkách [9].

To znamená, že bázeový proud potřebný pro ovládání sériového tranzistoru musí být značně vyšší ve srovnání s klasickým lineárním regulátorem a může být již nezanedbatelný ve srovnání s proudem I_O , jenž teče do zátěže.

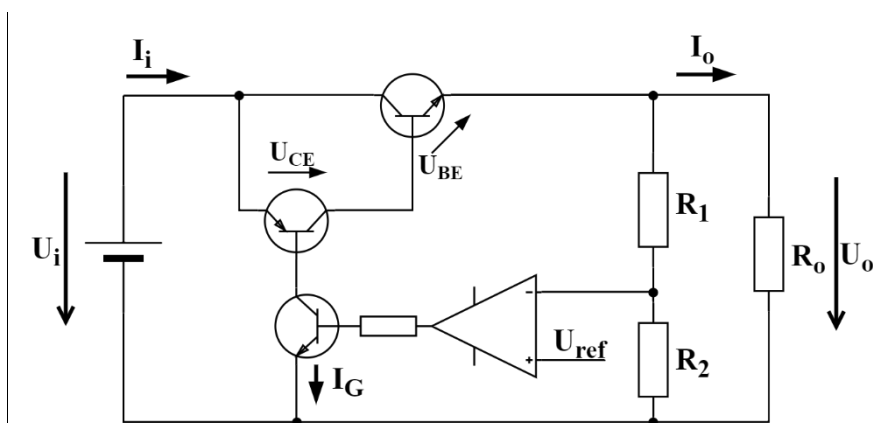
$$I_{B\ PNP} = \frac{I_O}{\beta_{PNP}} \quad [\text{A}]. \quad (1.13)$$

Na druhou stranu se LDO regulátory vyznačují velice nízkým úbytkem napětí, což je činí ideální volbou pro aplikace napájené bateriemi. Zároveň v určitých aplikacích mohou vykazovat vyšší účinnost než klasické lineární regulátory. Zejména je tomu tak v situaci, kdy je vstupní napětí regulátoru jen o několik stovek milivoltů vyšší než jeho výstupní napětí. Pak dle rovnice (1.9) výrazně klesá ztrátový výkon na regulátoru a roste jeho účinnost. Naopak v situaci, kdy je vstupní napětí výrazně vyšší než výstupní napětí regulátoru, je často vhodnější použít klasický lineární regulátor, jelikož ten bude mít menší vlastní spotřebu na řízení sériového regulačního tranzistoru.

Kvazi LDO struktura lineárního regulátoru napětí se snaží zkombinovat výhody klasického lineárního regulátoru (primárně vyšší výstupní proud a nižší proud do báze regulačních tranzistorů) a regulátoru s nízkým úbytkem napětí. Minimální úbytek napětí, který musí být na sériových regulačních NPN a PNP tranzistorech pro zachování regulace výstupního napětí, je v tomto případě přibližně [7]:

$$U_{D,min} = U_{CE,PNP} + U_{BE,NPN} \cong 1,5 \text{ V}. \quad (1.14)$$

Oproti LDO regulátoru má toto zapojení také výhodu v použití sériového NPN tranzistoru, který má obvykle větší proudový zesilovací činitel, čímž snižuje velikost řídicího bázeového proudu, a umožňuje větší výstupní proud regulátoru (viz obrázek 11) [9].



Obrázek 11: Kvazi LDO napěťový stabilizátor [7]

Ať už je uvnitř integrovaného obvodu jakýkoliv z výše uvedených druhů lineárních regulátorů, jedno mají společné: jejich obvodové zapojení je záměrně velmi jednoduché. Regulátory s fixní hodnotou výstupního napětí, jako je například velmi rozšířený 5 V napěťový stabilizátor 7805, mají pouzdro pouze se třemi vývody. Těmi jsou vstup (*IN*), výstup (*OUT*) a společná země (*GND*).

Jedinými dodatečnými externími součástkami jsou pak kondenzátory na vstupu i výstupu regulátoru, které slouží ke stabilizaci smyčky zpětné vazby. Některé regulátory jsou však stabilní i bez těchto externích komponent. Nízký počet externích součástek značně redukuje cenu i nároky na plochu na desce plošných spojů.

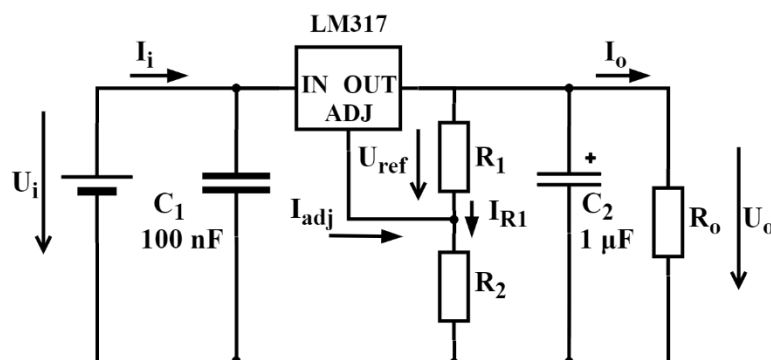
Lineární regulátory však nemusí poskytovat pouze fixní výstupní napětí. Nastavitelné lineární regulátory mají kromě vstupu a výstupu i zpětnovazební vývod. Typickým příkladem je obvod LM317, kde je tento vývod označený zkratkou *ADJ* (z anglického *adjust* = nastavit, seřídit). Mezi svorkou *ADJ* a výstupní svorkou *OUT* udržuje integrovaný obvod napětí $U_{Ref} = 1,25\text{V}$. Pokud je svorka *ADJ* připojena na nulovém potenciálu, LM317 poskytuje stabilizované výstupní napětí 1,25 V. Přidáním odporového děliče tvořeného dvěma rezistory (na obrázku 12 rezistory R_1 a R_2) lze výstupní napětí regulátoru upravit v rozmezí od 1,25 V až téměř do velikosti vstupního napětí (omezeno minimálním úbytkem napětí na regulátoru $U_{D,min}$). Výstupní napětí stabilizátoru je poté dáno rovnicí [10]:

$$U_O = U_{Ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{Adj} \cdot R_2 \quad [\text{V}], \quad (1.15)$$

kde I_{Adj} je proud vytékající z *ADJ* svorky regulátoru. V případě obvodu LM317 je tento proud menší než 100 μA , takže je jeho vliv často možné zanedbat [10]. Vhodná hodnota odporu rezistoru R_1 je okolo 120 Ω , jelikož tím se zároveň zabezpečí i typická minimální hodnota výstupního proudu nutného pro zachování regulace výstupního napětí na požadovanou hodnotu. Ten musí být v případě LM317 minimálně 3,5 mA, ale v nejhorším případě může být požadováno až 10 mA.

$$I_{R1} = \frac{V_{Ref}}{R_1} = \frac{1,25}{120} = 10,42 \text{ mA}. \quad (1.16)$$

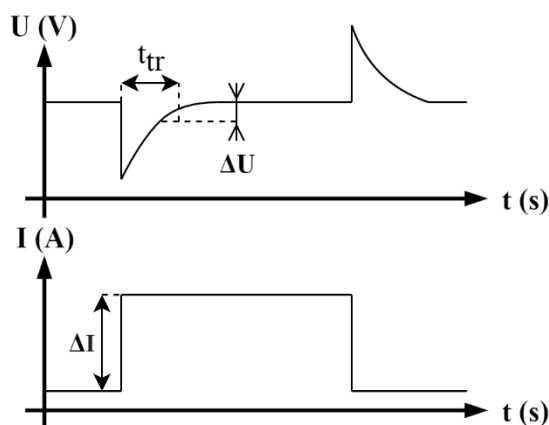
Rezistor R_2 je možné nahradit potenciometrem a umožnit tak uživateli jednoduchou úpravu výstupního napětí obvodu. Na obrázku 12 je zachyceno typické obvodové zapojení tohoto stabilizátoru.



Obrázek 12: Typické obvodové zapojení nastavitelného stabilizátoru LM317 [10]

Do integrovaných lineárních stabilizátorů velice často bývají implementovány další funkce, které zvyšují jeho univerzálnost a bezpečnost. Mezi ně patří především bloky ochrany proti zkratu na výstupu obvodu nebo blok ochrany proti tepelnému přetížení. Tyto ochranné bloky dokážou při detekci dosažení kritické teploty integrovaného obvodu nebo maximálního dovoleného výstupního proudu omezit výstupní proud obvodu a zabezpečit, že tyto parametry nebudou dále překročeny. Pokud ale dochází k této ochranné regulaci, není možné přesně určit, jaké výstupní napětí bude regulátor poskytovat. Regulátor tedy již neplní svoji primární funkci, ale snaží se uchránit sebe i připojené obvody před zničením. Užitečné jsou potom bloky přidávající další funkce, jako například možnost úplného vypnutí regulátoru. To může být užitečné u zařízení, kde výstupní napětí regulátoru není vždy zapotřebí, ale je zde vyžadována nízká spotřeba.

Již bylo uvedeno, že mezi nejdůležitější parametry lineárních stabilizátorů napětí patří minimální úbytek napětí na stabilizátoru ($U_{D,min}$), maximální výstupní proud a spotřeba samotného regulátoru. Díky zpětné vazbě dosahují lineární zpětnovazební stabilizátory vynikajících hodnot činitele stabilizace, ale zpětná vazba má i své nedostatky. Vykazuje totiž určité zpoždění a chvíli trvá, než je stabilizátor schopný zareagovat na skokové změny velikosti proudu tekoucího do zátěže a znovu nastavit na výstupu požadované napětí.



Obrázek 13: Doba odezvy na skokovou změnu proudu do zátěže [12]

Dobu odezvy na skokovou změnu proudu do zátěže t_{tr} (anglicky se tento parametr nazývá *load transient response*) lze redukovat přidáním externího kondenzátoru na výstup stabilizátoru. Úkolem kondenzátoru je v ideálním případě udržet na výstupu konstantní napětí do doby, než na změnu proudu do zátěže zareaguje regulátor. Příklad průběhu výstupního napětí při skokové změně výstupního proudu je na obrázku 13.

1.2.3 Spínané napěťové stabilizátory

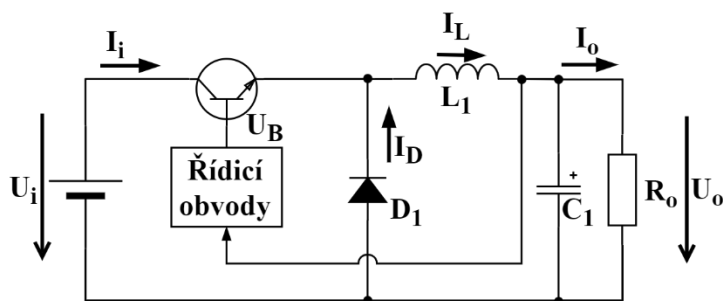
Spínané napěťové stabilizátory přináší oproti lineárním zpětnovazebním stabilizátorům řadu výhod, především ve formě vyšší účinnosti, ale podstatná je i schopnost generovat na jejich výstupu vyšší napětí, než jaké je jejich vstupní napětí. Zajímavá je i možnost vytvořit z kladného vstupního napětí záporné výstupní napětí (inverze). Princip funkce spínaných stabilizátorů je od těch lineárních značně odlišný.

U lineárních stabilizátorů je výstupní napětí určeno stupněm otevření sériového regulačního tranzistoru, na kterém tedy po celou dobu vznikají tepelné ztráty dané procházejícím proudem do zátěže a rozdílem vstupního a výstupního napětí.

Spínané stabilizátory taktéž obsahují sériový regulační tranzistor, který je však řízen tak, aby se choval jako ideální spínač. V sepnutém stavu je bipolární tranzistor v saturaci, takže je na něm velice malý úbytek napětí. Ve vypnutém stavu je tranzistor v nevodivém režimu, ve kterém skrz něj neprochází téměř žádný proud. Doba, po kterou je tranzistor v sepnutém stavu, je určena rozdílem mezi požadovaným a skutečným výstupním napětím stabilizátoru. Nezbytnou součástí každého obvodu se spínaným stabilizátorem jsou setrvačné prvky: cívky a kondenzátory.

Snižující měnič napětí

Na obrázku 14 je zobrazeno zapojení spínaného stabilizátoru pracujícího jako snižovač napětí (anglicky *buck converter* nebo *step-down converter*). Integrovaný spínaný stabilizátor obsahuje především řídicí logiku. Cívka, dioda a kondenzátor jsou externí součástky. Spínací tranzistor může být součástí integrovaného obvodu, nebo může být rovněž externí.



Obrázek 14: Snižující měnič [13]

Když je tranzistorový spínač sepnutý, je na jeho emitoru plné vstupní napětí (zanedbán úbytek napětí $U_{CE,sat.}$ na tranzistoru). Dioda D_1 je uzavřena a proud teče skrz cívku do zátěže a rovněž nabíjí vyhlazovací kondenzátor. Cívka v této fázi akumuluje energii ve formě magnetického pole. Po rozeptnutí spínače nemůže klesnout proud tekoucí skrz cívku skokově na nulu, jelikož se jedná o setrvačný prvek. Cívka se tedy snaží zachovat směr i velikost proudu, který obvodem tekl, a tak se z ní stává proudový zdroj. U vývodu cívky spojeného s katodou diody se indukuje záporné napětí, díky kterému se otevře dioda D_1 a proud tak může i nadále protékat z cívky skrz zátěž. Vyhlazovací kondenzátor se postupně vybíjí a cívka také spotřebovává svoji dříve uloženou energii na napájení zátěže. Jakmile dojde k opětovnému sepnutí spínače, celý proces se opakuje.

Při dostatečně vysoké frekvenci spínání tranzistoru nebo při dostatečně malé hodnotě zatěžovacího odporu lze průběhy proudů považovat za lineární. Musí platit nerovnice [14]:

$$\frac{L}{R} \ll T, \quad (1.17)$$

kde L je indukčnost cívky, R je odpor zátěže a T je perioda spínání. V opačném případě jsou průběhy proudů exponenciální. Předpokladem je rovněž taková hodnota kapacity vyhlazovacího kondenzátoru, aby byla hodnota výstupního napětí přibližně konstantní. Pak je konstantní i hodnota napětí na cívce, a to:

$$U_L = U_I - U_O \quad [\text{V}]. \quad (1.18)$$

Při splnění těchto podmínek lze prohlásit, že ve stavu se sepnutým spínačem roste proud cívku lineárně se strmostí [15]:

$$u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \rightarrow \quad (1.19)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{u_L(t)}{L} = \frac{U_I - U_O}{L} \quad [\text{A} \cdot \text{s}^{-1}]$$

kde i_L je proud cívku, u_L je napětí na cívce a L je indukčnost cívky.

Po rozpojení spínače se postupně klesající proud dodávaný cívku uzavírá přes diodu a napětí na cívce je $U_L = -U_O$ (uvažován nulový úbytek napětí na diodě). Potom je strmost, se kterou v této fázi klesá proud cívku [15]:

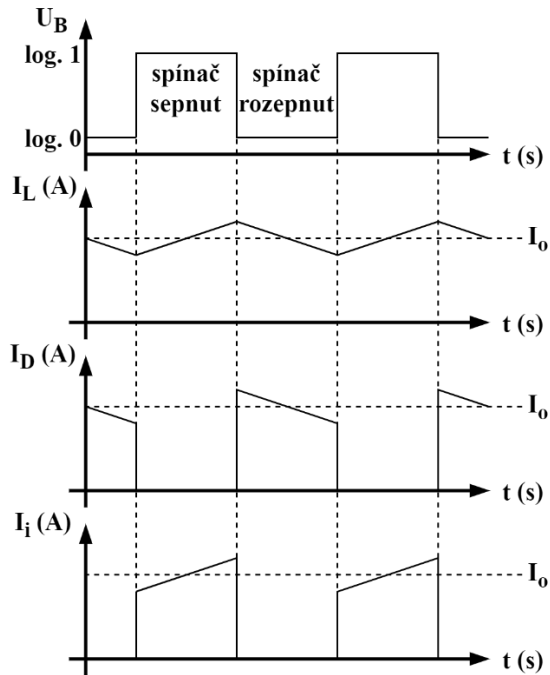
$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{u_L(t)}{L} = \frac{-U_O}{L} \quad [\text{A} \cdot \text{s}^{-1}]. \quad (1.20)$$

Průběhy proudů tekoucích přes cívku, diodu a spínač jsou zobrazeny na obrázku 15. Tato situace zachycuje takzvaný režim spojitých proudů, v němž proud cívku neklesá až do nulové hodnoty. Pokud by se tak stalo, přechází obvod do režimu přerušovaných proudů [15].

Z rovnic (1.19) a (1.20) lze úpravami odvodit vztah pro výstupní napětí snižujícího měniče [15]:

$$U_O = U_I \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = U_I \frac{t_{on}}{T} = U_I \frac{D}{100} \quad [\text{V}], \quad (1.21)$$

kde t_{on} je doba po kterou je tranzistorový spínač sepnutý, t_{off} je doba, po kterou je spínač vypnutý a D je střída (v %).



Obrázek 15: Průběhy napětí a proudů při činnosti snižujícího měniče [16]

$$U_o = U_i \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = U_i \frac{t_{on}}{T} = U_i \frac{D}{100} \quad [\text{V}],$$

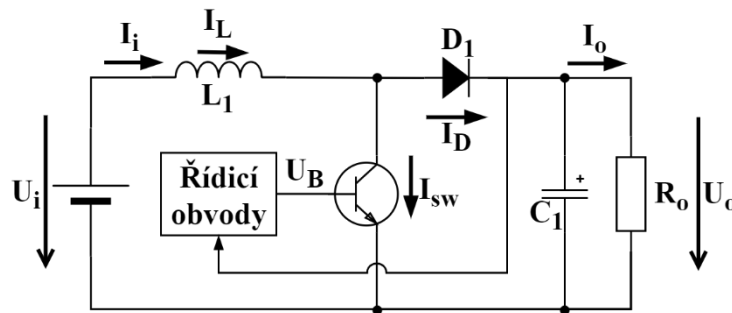
Z rovnice (1.21) plyne, že výstupní napětí lze změnit buďto změnou frekvence (periody) spínání tranzistoru, nebo změnou střidy – frekvence zůstává stejná a pouze se mění poměr mezi dobou sepnutí a periodou spínání. Obvykle se volí právě druhá varianta založená na pulsně šířkové modulaci (PWM) spínacího signálu dle jeho odchylky od nastavené hodnoty výstupního napětí [15]. Čím vyšší je střída signálu, tím delší dobu během jedné periody je tranzistor v sepnutém stavu a tím vyššího výstupního napětí stabilizátor dosáhne. V extrémním případě, kdy je střída 100 %, by výstupní napětí mělo být dle rovnice rovno vstupnímu napětí. V úvahách ale byl zanedbán úbytek na spínacím tranzistoru, takže tato situace reálně nenastane. Výstupní napětí bude vždy nižší než vstupní napětí, proto se tomuto zapojení také říká snižující měnič.

Zvyšující měnič napětí

Pomocí spínaných napěťových stabilizátorů lze sestavit i zvyšující měnič (anglicky *boost converter* nebo *step-up converter*), na jehož výstupu je vyšší napětí, než je samotné vstupní napětí obvodu. Toho lze využít především v aplikacích napájených bateriemi (například vytvoření 5 V napětí z 3,7 V lithium-iontové baterie). Na obrázku 16 je zachyceno obvodové zapojení zvyšujícího měniče.

Funkce obvodu je opět založena na vlastnostech cívky. Při popisu jsou aplikovány stejné zjednodušující podmínky jako u popisu snižujícího měniče. V první fázi je tranzistor sepnutý. Levá strana cívky je na kladném potenciálu U_I a pravá strana cívky je v podstatě připojena na zemní potenciál přes sepnutý tranzistor. Proud cívkou roste lineárně se strmostí [15]:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{u_L(t)}{L} = \frac{U_I}{L} \quad [\text{A} \cdot \text{s}^{-1}]. \quad (1.22)$$



Obrázek 16: Zvyšující měnič [13]

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{u_L(t)}{L} = \frac{U_I}{L} \quad [\text{A} \cdot \text{s}^{-1}].$$

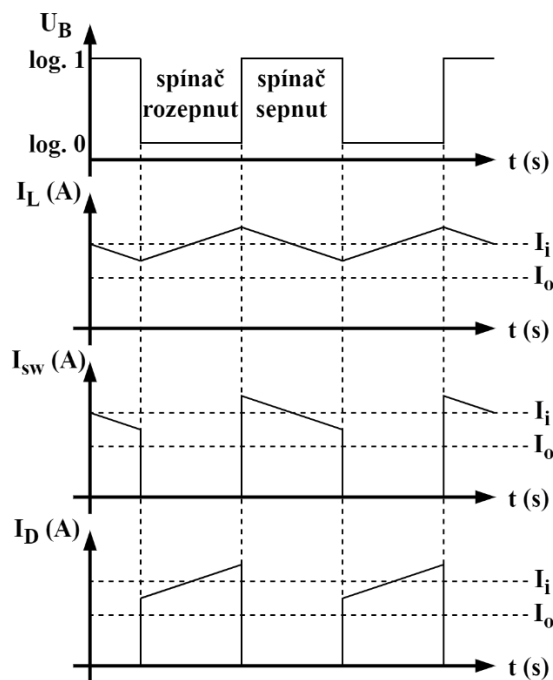
V cívce se v tuto chvíli uchovává energie ve formě magnetického pole. V další fázi se spínač rozezne. Cívka nedovolí skokovou změnu velikosti ani směru procházejícího proudu, stává se z ní zdroj proudu a mění polaritu napětí mezi jejími konci tak, že se napětí na cívce sériově přičte k velikosti vstupního napětí U_I . Proud nyní protéká přes diodu D_1 do zátěže a zároveň nabíjí kondenzátor připojený paralelně se zátěží na hodnotu napětí danou součtem vstupního napětí a napětí na cívce ($U_I + U_L$). Magnetické pole cívky zaniká a hodnota proudu cívkou lineárně klesá se strmostí [15]:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{u_L(t)}{L} = \frac{U_I - U_O}{L} \quad [\text{A} \cdot \text{s}^{-1}]. \quad (1.23)$$

Po opětovném zapnutí tranzistorového spínače je zátěž napájena z nabitého kondenzátoru a dioda D_1 brání vybití kondenzátoru do zkratu. Celý cyklus se znovu opakuje. Průběhy proudů přes spínač, cívku a diodu jsou zachyceny na obrázku 17. Pro výpočet výstupního napětí zvyšujícího měniče lze použít rovnici [15]:

$$U_O = U_I \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} = U_I \frac{T}{t_{off}} = U_I \frac{1}{1 - \frac{D}{100}} \quad [\text{V}], \quad (1.24)$$

kde t_{on} je doba po kterou je tranzistorový spínač sepnutý, t_{off} je doba, po kterou je spínač vypnutý a D je střída (v %). Výstupní napětí tohoto obvodu je vždy vyšší než vstupní napětí.



Obrázek 17: Průběhy napětí a proudů při činnosti zvyšujícího měniče 0

Již na začátku kapitoly bylo uvedeno, že hlavní výhodou spínaných stabilizátorů je jejich vysoká účinnost. To je dáno především tím, že sériový regulační tranzistor funguje pouze jako spínač a nachází se tedy ideálně pouze ve zcela sepnutém stavu, kdy je na něm minimální úbytek napětí (a tedy i minimální výkonová ztráta), nebo ve zcela uzavřeném stavu, kdy skrze něj neprotéká žádný proud (a nejsou na něm žádné ztráty). V realitě však účinnost snižují spínací ztráty, které jsou přímo úměrné frekvenci spínání tranzistoru [14]. Na druhou stranu jsou v obvodech používány součástky navržené pro práci na vysokých kmitočtech s velmi krátkými spínacími časy. Jejich vyšší cena je vykoupena velmi vysokou účinností spínaných zdrojů, jenž se pohybuje u dobře navržených řešení okolo 70 až 90 % a to i při velkém rozdílu vstupního a výstupního napětí [15]. Stabilizátor tedy produkuje mnohem méně ztrátového tepla a nároky na chlazení jsou výrazně sníženy.

Spínané stabilizátory mají však i své nevýhody. Zejména jde o spínací šum vznikající činností sériového spínacího tranzistoru, který s velkou frekvencí spíná velké hodnoty proudů. Spínací frekvence bývá obvykle nad hranicí 20 kHz, protože nižší spínací frekvence by způsobovaly pískání slyšitelné lidským uchem. Spínací šum proniká jak do výstupu stabilizátoru, tak i zpět do přívodu vstupního napětí a je rovněž vyzařován do okolí ve formě elektromagnetického záření. Toto vysokofrekvenční elektromagnetické rušení je obtížné odstranit a návrh filtrů, které zabrání šíření spínacího šumu do okolních obvodů, rovněž není jednoduchý. Spínaný regulátor vyžaduje větší množství externích komponent (cívka, kondenzátory), což se může projevit ve vyšší celkové ceně oproti lineárnímu stabilizátoru a větší ploše zabrané na desce plošných spojů.

1.3 Chlazení polovodičových součástek

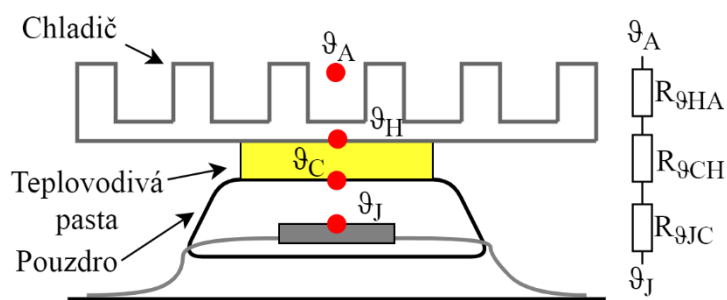
V předchozí kapitole byla probrána účinnost jednotlivých druhů stabilizátorů. Tento parametr je důležitý především kvůli případné nutnosti chlazení. Integrované obvody jsou totiž vždy navrženy tak, že jejich spolehlivá a korektní činnost je zaručena pouze v určitém intervalu teplot. Jestliže se stabilizátor vlivem ztrátového výkonu na sériovém tranzistoru zahřívá a teplota přesáhne určitou kritickou hodnotu, mohou začít pracovat ochranné bloky uvnitř integrovaného obvodu, které již nedbají na zachování nastaveného výstupního napětí. Jejich úkolem je zabránit zničení integrovaného obvodu za každou cenu, i pokud by měl výstupní proud stabilizátoru klesnout až na nulovou hodnotu. Pokud použitý stabilizátor žádnou takovou ochranu nemá, může dojít až k jeho zničení. Situace, kdy se integrované obvody přestávají chovat dle očekávání, samozřejmě nejsou za běžného provozu žádoucí. Proto je důležité přesně stanovit pracovní podmínky součástky a v případě nutnosti určit potřebné parametry chladiče.

K přesným výpočtům je zapotřebí velice složitých rovnic, simulací nebo nejlépe reálných experimentálních měření. Proto se nejčastěji používá značně zjednodušený, ale pro většinu aplikací dostatečně přesný postup využívající analogii mezi elektrickými obvody a vedením tepla. K většině tepelných veličin lze přiřadit analogickou elektrickou veličinu a pak využít stejné principy k řešení problému, například k určení parametrů chladiče. Následující tabulka 1 obsahuje ty nejdůležitější analogie mezi veličinami, které jsou potřebné k pozdějším výpočtům parametrů chladiče.

Tabulka 1: Analogie mezi elektrickými a tepelnými veličinami [14]

Elektrická veličina		Tepelná veličina	
Elektrický potenciál		Termodynamická teplota	
φ	[V]	$T = \vartheta - 273$	[K]
		Teplota	
		ϑ	[°C]
Elektrický proud		Tepelný výkon (tok)	
$I = \frac{Q}{t}$	[A]	$P = \frac{W}{t}$	[W]
Elektrické napětí		Oteplení (teplotní spád)	
$U = \varphi_2 - \varphi_1$	[V]	$\Delta T = T_2 - T_1 =$ $\Delta \vartheta = \vartheta_2 - \vartheta_1$	[K] [°C]
Elektrický odpor		Tepelný odpor	
$R = \frac{U}{I}$	[Ω]	$R_{\vartheta} = \frac{\Delta T}{P}$	[K · W ⁻¹]
Elektrická kapacita		Tepelná kapacita	
$C = \frac{Q}{U} = \varepsilon \frac{S}{d}$	[F]	$C_{\vartheta} = \frac{W}{\Delta T} = cm$	[J · K ⁻¹]
Elektrická časová konstanta		Tepelná časová konstanta	
$\tau = RC$	[s]	$\tau = R_{\vartheta} C_{\vartheta}$	[s]

Díky těmto analogiím lze sestavit tepelný obvod a řešit ho stejnými metodami, jako se řeší elektrické obvody. Polovodičová součástka, na které je známý ztrátový výkon, je ve schématu reprezentována zdrojem proudu (tepelného toku). Teplotu okolí reprezentuje zdroj napětí. V obvodu se dále vyskytuje několik tepelných odporů, které reprezentují jednotlivé úseky cesty, kterou se teplo odvádí ze součástky až do chladiče (případně do okolního prostoru). Zejména jde o tepelný odpor $R_{\theta JC}$ mezi polovodičovým přechodem (J z anglického *Junction*) a vnější stranou pouzdra součástky (C z anglického *Case*). Terminologie je zde poněkud matoucí, protože v integrovaném obvodu obvykle bývá více než jeden polovodičový přechod, pokud nejde pouze o diodu. Pod tímto pojmem je tedy lepší představit si tepelný odpor z místa na křemíkovém čipu, které bude vlivem ztrátového výkonu nejvíce zahříváno. Hodnota tohoto tepelného odporu je určena typem pouzdra obvodu a obvykle je možné ji nalézt v katalogovém listu součástky. V katalogovém listu bývá uvedena i hodnota tepelného odporu $R_{\theta JA}$, což je tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a okolím (A z anglického *Ambient*), kterou lze využít pro výpočet chlazení samotného obvodu bez externího chladiče například u obvodů s nízkým ztrátovým výkonem.

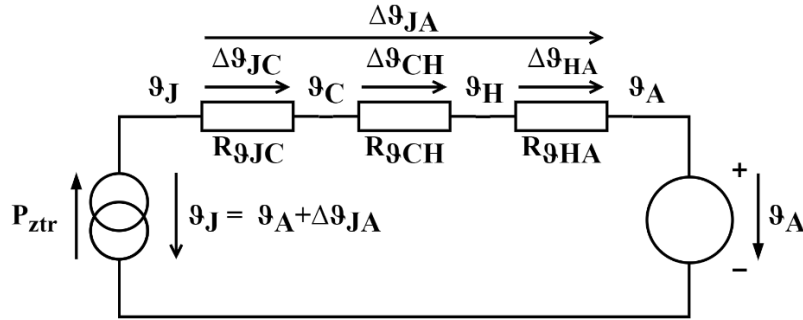


Obrázek 18: Tepelné odpory při přestupu tepla z polovodičového čipu do chladiče [18]

Až při výpočtu potřebných parametrů externího chladiče se uplatní i tepelný odpor $R_{\theta CH}$ mezi povrchem pouzdra a povrchem externího chladiče (H z anglického *Heatsink*). Tento odpor lze označit jako stykový a je možné jej značně snížit použitím pasty s vysokou tepelnou vodivostí nebo využitím slídových, umělohmotných či keramických podložek. Tepelný odpor $R_{\theta HA}$ charakterizuje vlastnosti samotného chladiče. Na tento odpor má vliv řada parametrů: barva chladiče, tvar, plocha a umístění chladiče, tvar drážek a jejich uspořádání na chladiči, použitý materiál a další [18]. Je možné jej také snížit nuceným chlazením pomocí ventilátoru. Výpočty u nuceného chlazení jsou ještě složitější, ale velice přibližně lze uvést, že nucené proudění kolem chladiče o rychlosti $1,5 \text{ m.s}^{-1}$ tepelný odpor chladiče na polovinu [19]. Při rychlosti proudění 3 m.s^{-1} pak tepelný odpor klesá na třetinovou hodnotu a při 6 m.s^{-1} dokonce na pětinu původní hodnoty [19]. Ilustrace jednotlivých tepelných odporů je zaznačena na obrázku 18.

Na obrázku 19 je zakreslen tepelný obvod zachycující situaci, kdy je na chladič připojena jedna součástka (zdroj tepla). Při analýzách se předpokládá, že se obvod nachází v ustáleném stavu (teploty jednotlivých komponent se již nemění). Před řešením tohoto obvodu je nejprve nutné zvolit, jakou teplotu T_J má mít polovodičový přechod (čip) se známými parametry pouzdra ($R_{\theta JC}$).

Důležité je zvolit teplotu o něco nižší, než je teplota, při které dle katalogového listu součástky začnou pracovat ochranné obvody proti přehřátí. Nezbytné je také znát teplotu okolí ϑ_A , ve kterém bude obvod pracovat (například 24 °C v klimatizované laboratoři nebo 40 °C u obvodu uzavřeného ve špatně větraném krytu). Vlastnosti materiálu, jenž bude použit k zajištění dobrého kontaktu mezi pouzdem a chladičem ($R_{\vartheta CH}$), jsou také podstatné. Se znalostí těchto parametrů je již možné postupovat v analýze obvodu a určit potřebný tepelný odpor chladiče ($R_{\vartheta HA}$), aby bylo možné zvolené nebo i nižší teploty ϑ_J dosáhnout.



Obrázek 19: Tepelný obvod při šíření tepla z jednoho zdroje (součástky) do chladiče [14]

Při řešení tohoto obvodu lze využít stejných postupů, jako při řešení elektrických obvodů. Platnost Ohmova zákona, Kirchhoffových zákonů a dalších zůstává zachována. V prvním kroku se využije analogie Ohmova zákona, jehož známá podoba pro elektrické obvody je:

$$I = \frac{U}{R} \quad [\text{A}]. \quad (1.25)$$

U tepelného obvodu je analogií Ohmova zákona následující rovnice:

$$P = \frac{\Delta\vartheta}{R_{\vartheta}} \quad [\text{W}]. \quad (1.26)$$

Pro obvod na obrázku 19 lze rovnici upravit do podoby:

$$P_{ZTR} = \frac{\Delta\vartheta}{R_{\vartheta}} = \frac{\vartheta_J - \vartheta_A}{R_{\vartheta JA}} = \frac{\vartheta_J - \vartheta_A}{R_{\vartheta JC} + R_{\vartheta CH} + R_{\vartheta HA}} \quad [\text{W}]. \quad (1.27)$$

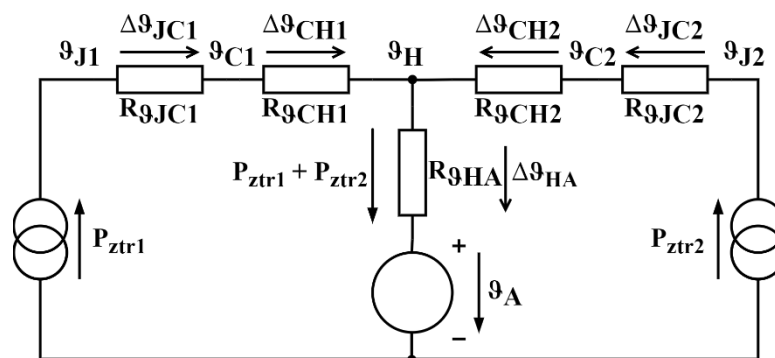
Protože cílem je vypočítat potřebné parametry chladiče, je nutné rovnici dále upravit a vyjádřit jeho tepelný odpor:

$$R_{\vartheta HA} = \frac{\vartheta_J - \vartheta_A}{P_{ZTR}} - R_{\vartheta JC} - R_{\vartheta CH} \quad [\text{K} \cdot \text{W}^{-1}]. \quad (1.28)$$

Pokud se použije chladič s vypočteným nebo menším udávaným tepelným odporem, neměla by maximální teplota polovodičového čipu při daném ztrátovém výkonu přesáhnout zvolenou hodnotu ϑ_J . Může se však stát, že potřebný tepelný odpor chladiče bude natolik malý, že takový chladič není vyráběn, případně by byl neúměrně rozměrný a drahý. Vzhledem k tomu, že největší ze všech tří tepelných odporů bývá ten mezi polovodičovým čipem a pouzdrem $R_{\vartheta JC}$, je nejvhodnější soustředit se na jeho snížení. To v praxi znamená nalezení součástky v jiném pouzdře, které má mnohem menší tepelný odpor. Běžné plastové pouzdro TO-92 má vysoký tepelný odpor $R_{\vartheta JC}$ okolo 160 K.W^{-1} . Velmi populární pouzdro mezi výkonovými součástkami je TO-220, jehož tepelný odpor $R_{\vartheta JC}$ může dosahovat až 11 K.W^{-1} a srovnatelná součástka v pouzdře TO-3 bude mít tepelný odpor $R_{\vartheta JC}$ dokonce jen 3 K.W^{-1} [20].

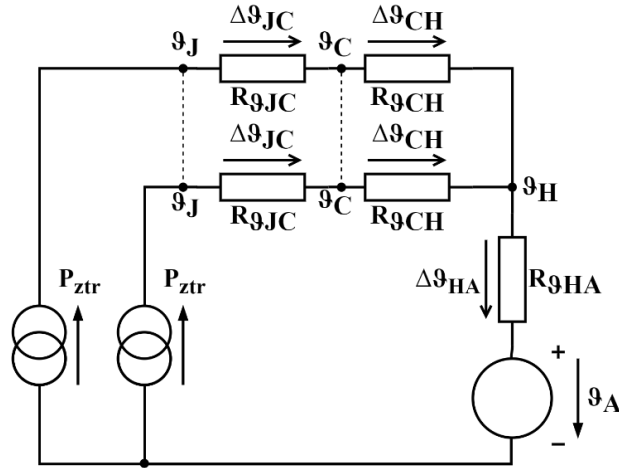
Dalším faktorem je stykový tepelný odpor mezi pouzdrem a chladičem $R_{\vartheta CH}$. Již dříve bylo uvedeno, že je možné jej snížit použitím pasty s vysokou tepelnou vodivostí nebo podložkami z různých materiálů. Také záleží na tom, jestli je zapotřebí, aby byl chladič elektricky izolovaný od chladičící plošky součástky, nebo ne. Nejmenšího stykového odporu lze dosáhnout při použití tepelně vodivé pasty (řádově $0,01$ až $0,1 \text{ K.W}^{-1}$), ale při nutnosti elektrické izolace je alternativou s nejmenším tepelným odporem keramická podložka kombinovaná s pastou (přibližně $0,2$ až $0,6 \text{ K.W}^{-1}$) [19]. Tyto tepelné odpory jsou oproti tepelnému odporu samotného pouzdra velmi malé, ale dobrý kontakt mezi chlazenou součástkou a chladičem je pro správnou funkci nezbytný.

Popsanou metodu výpočtu parametrů chladiče lze aplikovat i v situaci, kdy se na jeden chladič připojí více součástek, například dva samostatné výkonové tranzistory. Tepelné schéma se poté změní do podoby zachycené na obrázku 20.



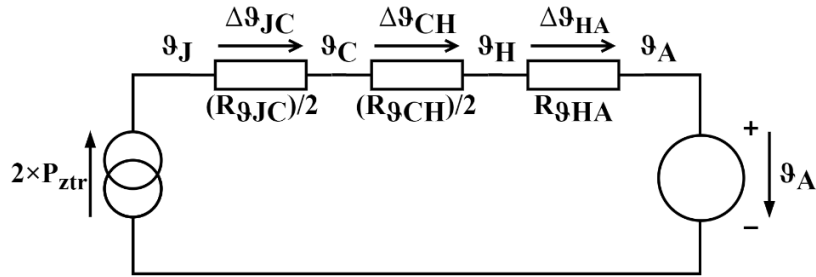
Obrázek 20: Tepelný obvod při šíření tepla ze dvou tepelných zdrojů do sdíleného chladiče [14]

Výpočet potřebných parametrů chladiče je v tomto případě složitější, protože tepelný obvod obsahuje dva zdroje proudu. Velmi častá je ale situace, kdy jsou na jednom chladiči dvě stejné součástky se stejným ztrátovým výkonem. Příkladem může být paralelní zapojení tranzistorů, což umožní průtok většího proudu než pouze jedním samostatným tranzistorem. V případě, že jsou tepelné odpory i ztrátový výkon stejné, jsou uzly pomyslně na stejné teplotě (analogie potenciálu) a lze je tedy zkratovat (viz obrázek 21).



Obrázek 21: Tepelný obvod při šíření tepla ze dvou totožných zdrojů do sdíleného chladiče [14]

Pak jsou tepelné odpory zapojeny paralelně a celková hodnota tepelného odporu klesá na polovinu, kdežto paralelně zapojené proudové zdroje zdvojnásobují hodnotu tepelného toku P_{ZTR} . Výsledné zjednodušené schéma je na obrázku 22.



Obrázek 22: Tepelný obvod při šíření tepla ze dvou totožných zdrojů do sdíleného chladiče [14]

Postup řešení tohoto obvodu je podobný tomu popisovanému v rovnici (1.28). Rozdílem je pouze to, že hodnota ztrátového výkonu se v tomto případě zdvojnásobila, ale hodnoty tepelných odporů $R_{\theta JC}$ a $R_{\theta CH}$ jsou poloviční, protože se jedná o dvě samostatné součástky a každá má své samostatné rozhraní mezi pouzdrem a tím stejným chladičem. Obecně lze pro tyto zjednodušené případy uvést rovnici:

$$R_{\theta HA} = \frac{\vartheta_J - \vartheta_A}{m \cdot P_{ZTR}} - \frac{R_{\theta JC}}{m} - \frac{R_{\theta CH}}{n} \quad [\text{K} \cdot \text{W}^{-1}], \quad (1.29)$$

kde m je počet součástek produkujících stejný ztrátový výkon a n je počet rozhraní mezi pouzdry součástek a chladičem. Ve výše popisovaném případě by m i n bylo rovno 2. Existují ale i součástky, které obsahují například 4 diody zapojené do usměrňovacího můstku v jednom pouzdře. Pokud by bylo potřebné tuto součástku připojit na chladič, byla by hodnota $m = 4$, ale $n = 1$, protože všechny diody jsou v jednom pouzdře a mají tedy jen jedno společné rozhraní mezi pouzdrem a chladičem.

1.4 Filtrace výstupního napětí stabilizátorů

Výstupní stejnosměrné napětí poskytované napěťovým stabilizátorem by se v ideálním případě mělo skládat pouze ze stejnosměrné složky, ale vlivem řady faktorů se na jeho výstupu objevují i další složky, které je žádoucí potlačit. Jinak by totiž mohly neočekávaně ovlivnit činnost některých citlivých napájených obvodů. Protože u lineárních zpětnovazebních stabilizátorů je možné dosáhnout vyšší kvality výstupního napětí, bude tato kapitola zaměřena právě na ně. Výstup lineárního stabilizátoru je ovlivněn šumem a zvlněním napětí, přičemž zdrojem těchto nechtěných složek může být samotný stabilizátor (vnitřní šum), nebo externí zdroje (vnější šum).

Vnitřní šum samotného lineárního stabilizátoru je ovlivněn především návrhem a technologií výroby samotného integrovaného obvodu. Jde o vliv tepelného šumu, blikavého šumu ($1/f$ šum), výstřelového šumu atd. na zdroj referenčního napětí a na zesilovač regulační odchylky [21]. Výrobce integrovaného obvodu může tyto vlivy potlačit na minimum, ale nikdy nebude výstupní šum způsobený činností samotného lineárního stabilizátoru nulový. V katalogovém listu bývá vliv tohoto vnitřního šumu na výstupní napětí označen jako *RMS Output Noise* neboli efektivní hodnota výstupního šumového napětí, a je také upřesněno frekvenční pásmo měření šumu a velikosti použitých externích kondenzátorů. Jeho hodnota také může být uvedena v procentech výstupního napětí. Typicky se pohybuje v řádu desítek až stovek mikrovoltů [10][22][25].

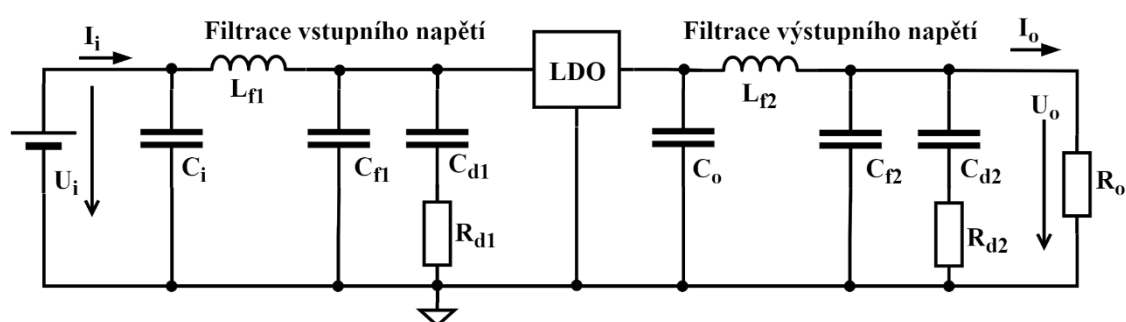
Schopnost lineárního zpětnovazebního stabilizátoru potlačovat vliv externího šumu a zvlnění vstupního napětí na výstupní napětí bývá často popisován parametrem se zkratkou PSRR. PSRR pochází z anglického *Power Supply Ripple Rejection Ratio* a do češtiny se dá přeložit jako činitel potlačení zvlnění napájecího zdroje. Jedná se o poměr mezi zvlněním vstupního a výstupního napětí a udává se v decibelech. Rovnice pro určení PSRR je [23]:

$$PSRR = 20 \log_{10} \left(\frac{\Delta U_{in}}{\Delta U_{out}} \right) \text{ [dB]}, \quad (1.30)$$

kde ΔU_{in} je zvlnění vstupního napětí a ΔU_{out} je zvlnění výstupního napětí. Někteří výrobci v katalogových listech součástek tento parametr označují jako *Supply voltage rejection* nebo pouze jako *Ripple rejection*. Podstatné je, že PSRR je frekvenčně závislá veličina, a tak je vhodné vyhledat v katalogovém listu graf závislosti PSRR na frekvenci a posoudit, zda daný stabilizátor dostatečně potlačuje zvlnění s očekávanou frekvencí. Na velmi nízkých kmitočtech v řádu desítek Hz mohou mít běžné lineární zpětnovazební stabilizátory skvělé PSRR větší než 60 dB, ale pro vysoké frekvence v řádu stovek kHz může PSRR klesnout i pod 20 dB [21]. PSRR rovněž závisí na velikosti proudu do zátěže a na rozdílu mezi vstupním a výstupním napětím. Pro zvýšení PSRR je vhodné zvolit úbytek napětí na stabilizátoru o něco větší, než je minimální předepsaný. Může také pomoci zvolit stabilizátor s alespoň o polovinu větším maximálním povoleným výstupním proudem, než jaký bude reálně využit [21].

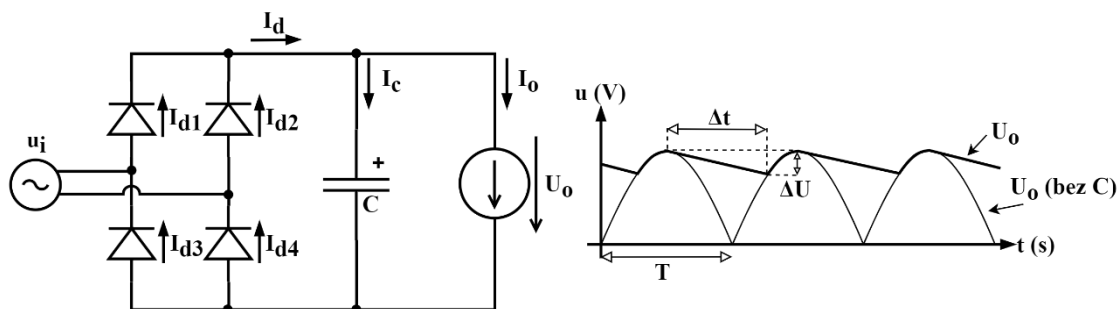
Další možností vylepšení činitele potlačení zvlnění je dodatečná filtrace vstupního nebo výstupního napětí (viz obrázek 23). Používají se filtry typu dolní propust s mezní frekvencí určenou frekvencí střídavé složky, kterou je třeba potlačit.

Přítomnost filtračních obvodů ale znamená nárůst počtu komponent, vyšší komplexnost návrhu i cenu. Úbytek napětí na filtrech je rovněž nežádoucím jevem. Podstatné je především umístění filtru. Dodatečná filtrace na výstupu lineárního zpětnovazebního stabilizátoru nebývá častou volbou. Moderní lineární zpětnovazební stabilizátory obvykle nevyžadují filtr na jejich výstupu, jelikož jejich vnitřní šum je téměř zanedbatelný [21]. Pokud je ale vyžadováno použití pasivního filtru, bývá to obvykle LC filtr typu dolní propust. Jeho přítomnost ale může způsobit řadu problémů. Na cívce v sérii mezi výstupem stabilizátoru a zátěží vzniká vlivem parazitních vlastností úbytek napětí, který se mění s protékajícím proudem. Parazitní vlastnosti tohoto filtru nelze jednoduše kompenzovat zapojením zpětnovazebního vývodu stabilizátoru až na výstup tohoto filtru, protože pak hrozí nebezpečná nestabilita zpětnovazební smyčky, která může vést až k oscilacím výstupního napětí.



Obrázek 23: Možnosti umístění filtrů při použití lineárního napěťového stabilizátoru [21]

Mnohem častější je filtrování vstupního napětí lineárního stabilizátoru tak, aby filtrační schopnost stabilizátoru potlačila zbylé střídavé složky pod požadovanou hodnotu. Filtr může být navržený na odfiltrování vysokofrekvenčních složek, pokud napájecí pochází například z nějakého spínaného zdroje a samotný stabilizátor má na této frekvenci nízké PSRR. Neregulované napětí pro lineární stabilizátor častokrát pochází z usměrňovače, který převádí střídavé napětí na napětí stejnosměrné. Mnohdy používaným zapojením je dvoucestný usměrňovací Graetzův můstek složený ze čtyř diod, na jehož výstup se umísťuje filtrační (též sběrací) kondenzátor (viz obrázek 24). Úkolem kondenzátoru je co nejvíce vyhladit výstupní stejnosměrné napětí a také napájet připojená zařízení v době mezi dvěma půlvlnami vstupního střídavého napětí. Jelikož můstek pracuje jako dvoucestný usměrňovač (s oběma polaritami střídavého napětí), bude mít i výstupní zvlnění frekvenci rovnu dvojnásobku síťového kmitočtu (tedy 100 Hz).



Obrázek 24: Graetzův můstkový usměrňovač a průběh jeho výstupního napětí se zvlněním [1]

Filtrační kondenzátor se nabíjí na špičkovou hodnotu usměrněného napětí U_A . Mezi každými dvěma půlvlnami střídavého signálu se filtrační kondenzátor z tohoto napětí vybíjí rychlostí, jenž je určena odebíraným proudem do zátěže. Pokud je zátěž čistě odporového charakteru, pokles napětí na kondenzátoru lze popsat exponenciálou. Lineární stabilizátor lze ale považovat za konstantní zdroj proudu, a pak lze nahradit průběh poklesu napětí na kondenzátoru přímkou. Nabíjení nebo vybíjení kondenzátoru konstantním proudem popisuje rovnice [1]:

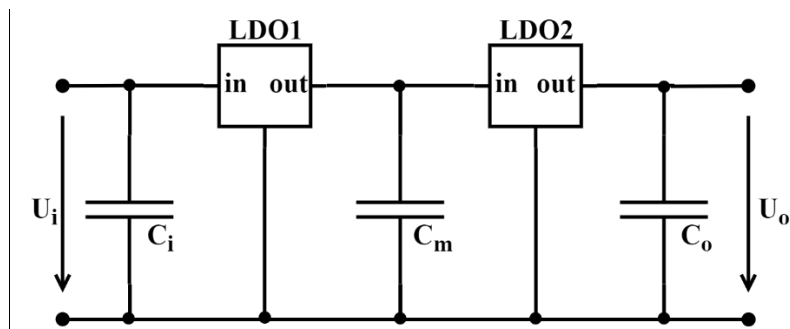
$$C \cdot \Delta U = I \cdot \Delta t, \quad (1.31)$$

kde C je kapacita filtračního kondenzátoru, I je v tomto případě konstantní proud tekoucí do zátěže a ΔU je změna výstupního napětí za dobu vybíjení kondenzátoru Δt . Jestliže je zvolena požadovaná velikost zvlnění výstupního signálu a je známý maximální proud odebíraný zátěží (lineárním stabilizátorem), lze vypočítat potřebnou velikost kapacity úpravou rovnice do tvaru:

$$C = I \frac{\Delta t}{\Delta U} \quad [\text{F}]. \quad (1.32)$$

Hodnotu doby vybíjení Δt lze zvolit u dvojcestného usměrňovače o něco menší, než je polovina periody síťového napětí (méně než 10 ms, například 8 ms), protože i z obrázku 24 vyplývá, že kondenzátor není vybíjen po celou půlperiodu. U jednocestného usměrňovače by se za dobu Δt dosadil čas o něco kratší, než je perioda síťového napětí (menší než 20 ms).

Při požadavku na větší potlačení zvlnění vstupního napětí může být před lineární stabilizátor předřazen další filtrační stupeň. Úbytek napětí na tomto filtru ale ubírá napěťový prostor pro práci stabilizátoru, u kterého musí být stále zachovaný určitý minimální rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím, aby byl schopen korektně fungovat. Pokud je však vstupní napětí s dostatečnou rezervou vyšší než výstupní napětí stabilizátoru, lze k filtrování použít jak LC filtry, tak dokonce i další lineární stabilizátor. Kaskádní zapojení dvou stabilizátorů je zachycené na obrázku 25. První stabilizátor poskytuje stabilizované napětí s nízkým zvlněním a šumem pro druhý stabilizátor, jehož výstupní napětí má pak zvlnění silně potlačené. Použití druhého stabilizátoru může zvýšit PSSR o více než 20 dB v širokém frekvenčním pásmu, takže celkové PSSR může dosáhnout i více než 80 dB na nízkých frekvencích [21].



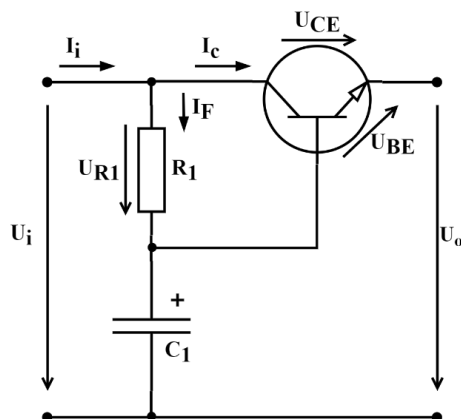
Obrázek 25: Kaskádní zapojení lineárních stabilizátorů [21]

Další možností filtrace vstupního napětí stabilizátoru je použití aktivního filtru typu dolní propust. Pro objasnění jeho funkce je dobré začít od klasického RC filtru typu dolní propust. Mezní frekvence tohoto filtru je dána vztahem:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi RC} \quad [\text{Hz}]. \quad (1.33)$$

Často je žádoucí odfiltrovat nízkofrekvenční zvlnění napětí, což je pomocí tohoto druhu filtrů obtížné. Pokud by totiž bylo cílem odfiltrovat již frekvenci sítě (50 Hz), nebo její násobek (100 Hz), musí být součin kapacity filtračního kondenzátoru a odporu rezistoru velmi vysoké číslo, aby mezní frekvence vycházela v řádu jednotek Hz. V tomto filtru je navíc rezistor zapojený v sérii mezi vstupem a výstupem, takže jeho hodnota nemůže být příliš vysoká. Proud tekoucí tímto rezistorem na něm dle Ohmova zákona vytváří úbytek napětí a rezistor se zahřívá vlivem ztrátového výkonu. Pokud je však hodnota odporu R velice nízká, musí být hodnota kapacity filtračního kondenzátoru C obrovská, aby byla zachována nízká mezní frekvence filtru. Například pro mezní frekvenci $f_{-3dB} = 10 \text{ Hz}$ a odpor $R = 1 \Omega$ vychází hodnota kapacity kondenzátoru $C = 16 \text{ mF}$. Této hodnoty kapacity je možné dosáhnout paralelním zapojením mnoha kondenzátorů, ale bude to drahé a prostorově náročné řešení.

Aktivní vyhlazovací filtr obsahuje RC filtr, ale přidává tranzistor zapojený jako emitorový sledovač, přičemž báze tohoto tranzistoru je připojena na výstup RC filtru, jehož vstup je spojený s kolektorem tranzistoru. Zapojení tohoto filtru je zobrazeno na obrázku 26.



Obrázek 26: Aktivní vyhlazovací RC filtr [1]

Emitorový sledovač udržuje na emitoru tranzistoru stejné napětí, jako je na jeho bázi, ale snížené o úbytek napětí na přechodu BE ($U_{BE} \approx 0,65 \text{ V}$). Téměř veškerý proud ze vstupu na výstup nyní neteče přes filtr, ale právě přes tento tranzistor. Proud tekoucí filtrem je určený proudovým zesilovacím činitelem β daného tranzistoru. Dle známého vztahu mezi kolektorovým a bázovým proudem tranzistoru lze určit:

$$I_F = \frac{I_C}{\beta} \cong \frac{I_i}{\beta} \quad [\text{A}], \quad (1.34)$$

kde I_F je proud tekoucí rezistorem R_1 do báze a I_C je kolektorový proud tranzistoru. Díky vysokému proudovému zesilovacímu činiteli, jehož hodnoty mohou přesahovat 100, je proud přes rezistor R_1 daleko menší, a tak může být jeho hodnota odporu vyšší bez hrozby jeho zničení ztrátovým výkonem.

Hodnota odporu R_1 navíc musí být dostatečně velká, protože úbytek napětí na tomto rezistoru ovlivňuje napětí U_{CE} tranzistoru dle následující rovnice:

$$U_{CE} = U_i - U_o = U_{BE} + U_{R1} \quad [\text{V}]. \quad (1.35)$$

Doporučená velikost napětí U_{CE} je nad 2 volty, případně i více, pokud je zvlnění vstupního napětí větší než pouhé stovky milivoltů [1]. Velikost napětí U_{CE} by neměla vlivem zvlnění klesnout pod hranici saturačního napětí U_{CEsat} daného tranzistoru, protože potom obvod zcela přestává filtrovat. Na druhou stranu větší úbytek U_{CE} znamená větší ztráty na tranzistoru, protože ztrátový výkon je dán součinem U_{CE} a proudu tekoucího kolektorem tranzistoru.

2 NÁVRH NAPÁJECÍHO ZDROJE

V této kapitole je popsán návrh samotného laboratorního napájecího zdroje, a to od jednoduchého blokového schématu, až po schéma desek plošných spojů, jenž jsou součástí finálního zařízení. Kompletní schéma obvodu lze nalézt v přílohách A.4 a A.5.

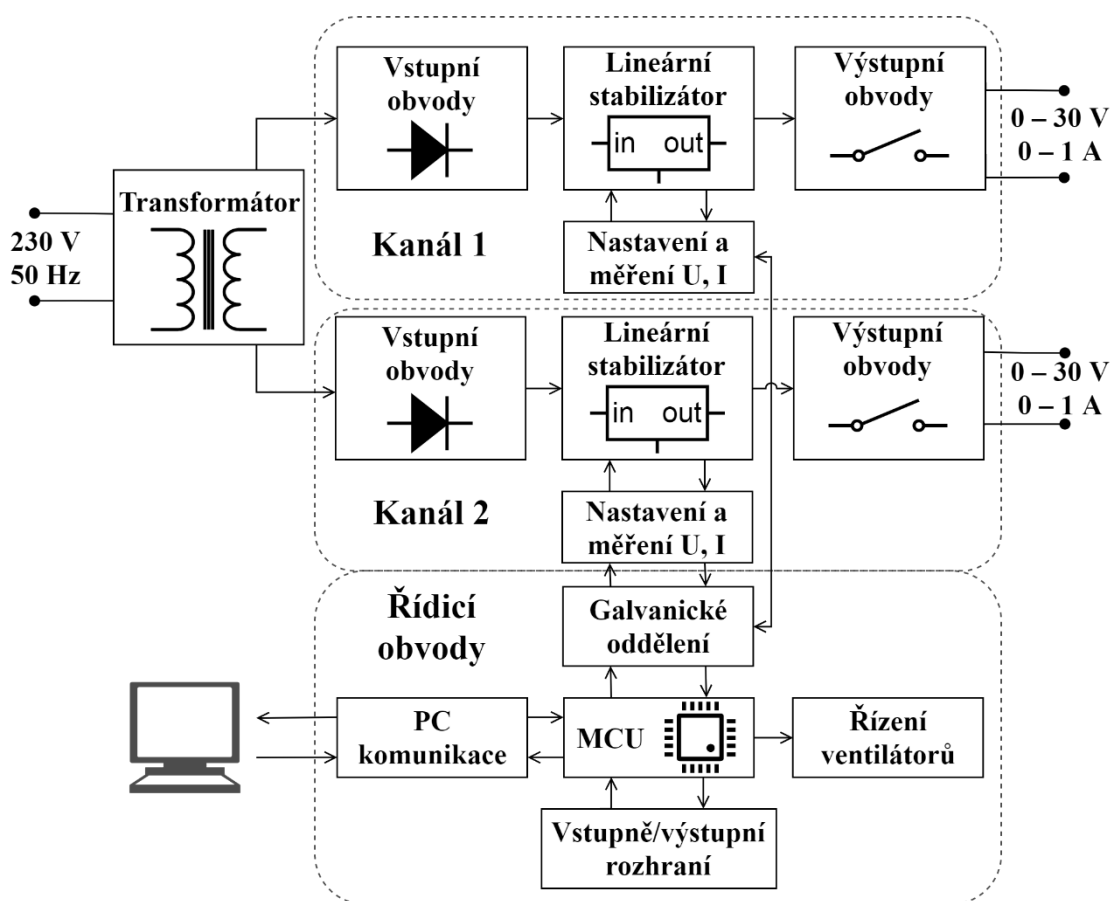
2.1 Specifikace parametrů napájecího zdroje

Nejpodstatnější parametry navrženého laboratorního zdroje vyplývají ze zadání této práce a jsou také spolu s ostatními uvedeny v tabulce 2. Zdroj obsahuje dva nezávislé nastavitelné kanály, které mohou připojeným obvodům poskytovat stejnosměrné napětí v rozsahu od 0 V do 30 V. Zároveň lze omezit hodnotu výstupního proudu v rozmezí od 0 do 1 A, což je užitečné například k omezení škod v případě zkratu v připojené zátěži. Aby bylo možné zdroj označit jako precizní, je samozřejmostí požadavek na co nejnížší zvlnění výstupního napětí a také na dostatečně jemné rozlišení při nastavování velikosti výstupního napětí a proudu, stejně tak jako při jejich měření. Dva nezávislé kanály zdroje umožňují v případě potřeby jejich sériové propojení, což umožní dosáhnout až dvojnásobku maximálního výstupního napětí (60 V). To značně zvyšuje univerzálnost tohoto zdroje a schopnost napájet ještě větší škálu zařízení.

Tabulka 2: Specifikace nejdůležitějších parametrů navrženého napájecího zdroje

Počet kanálů	2 nezávislé kanály, nastavitelné
Rozsah výstupního napětí	0 až 30 V
Omezení výstupního proudu	0 až 1 A
Napájecí napětí	230 V / 50 Hz
Zvlnění výstupního napětí	≤ 50 mV špička-špička
Rozlišení nastavení a měření napětí	≤ 100 mV
Rozlišení nastavení a měření proudu	≤ 10 mA
Indikace stavu omezení výstupního proudu	Vizuální (LED kontrolka) a akustická
Zobrazení měřených hodnot výstupního napětí a proudu	LCD displej
Možnosti ovládání	Klávesnice, rotační enkodér, tlačítka, PC
Chlazení	Chladiče, ventilátory řízené mikrokontrolérem
Zvláštní požadavky	Komunikace s PC, možnost kalibrace

Celé ovládání laboratorního zdroje se odehrává s využitím klávesnice, rotačního enkodéru a několika tlačítek. Klávesnice a rotační enkodér slouží především k nastavování hodnot výstupního napětí a proudové limitace, jejichž aktuální hodnoty je možné vyčíst z LCD displeje. Řídicí mikrokontrolér je schopen signalizovat stav limitace výstupního proudu rozsvícením příslušné signalizační LED diody nebo akusticky. Tlačítka pak slouží k jednoduchým akcím jako například k zapnutí či vypnutí výstupu napájecího kanálu zdroje.



Obrázek 27: Blokové schéma navrženého napájecího zdroje

Zjednodušené blokové schéma navrženého laboratorního zdroje je na obrázku 27. Zachycuje základní uspořádání zdroje, ze kterého je patrná společná napájecí část (transformátor), poté dva samostatné galvanicky oddělené kanály, a nakonec sdílená řídicí část s mikrokontrolérem a dalšími periferiemi, jenž je od napájecích kanálů rovněž galvanicky oddělena. V následujících podkapitolách jsou jednotlivé bloky rozebrány do větších podrobností.

2.2 Výběr napět'ového stabilizátoru

Pravděpodobně nejdůležitější rozhodnutí při návrhu laboratorního zdroje nastává ve fázi volby typu napět'ového stabilizátoru, a proto také této tématice byla věnovaná značná část první kapitoly. I přes nesporné výhody spínaných zdrojů byla při realizaci navrženého zdroje zvolena architektura klasických lineárních zdrojů využívajících lineární napět'ové stabilizátory.

Lineární napět'ové stabilizátory mají totiž obrovskou výhodu v absenci spínacího šumu, protože principem jejich fungování není periodické spínání vstupního napětí na výstup, ale spojitá regulace procházejícího proudu a úbytku napětí na sériovém tranzistoru tak, aby na výstupu bylo dosaženo nastaveného napětí. To s sebou sice přináší vyšší výkonové ztráty na součástce, a tedy i větší nároky na chlazení (větší chladič atd.), ale absence obtížně odstranitelného spínacího šumu tuto nevýhodu vyvažuje. Odstranění spínacího šumu není triviální a vyžaduje precizní návrh desky plošných spojů s ohledem na parazitní kapacity a indukčnosti vodivých cest i použitých součástek [24]. Někdy může být dokonce kromě dodatečné filtrace nutná instalace stínění. Z těchto důvodů je aplikace lineárních napět'ových stabilizátorů dobrou volbou v navrženém laboratorním zdroji.

Výběr konkrétního typu lineárního napět'ového stabilizátoru není jednoduchý, protože je zapotřebí dbát na mnoho rozličných parametrů. V tabulce 3 je srovnání parametrů několika různých nastavitelných lineárních stabilizátorů, mezi kterými nechybí ani rozšířený LM317, o kterém již bylo několik informací uvedeno na konci kapitoly 1.2.2.

Tabulka 3: Srovnání lineárních napět'ových stabilizátorů [10][22][25]

	LM317	LT3080	TPS7A4701
Nastavitelné výstupní napětí	Ano	Ano	Ano
Rozsah výstupního napětí U_o	1,25 V až 37 V	0 V až 36 V	1,4 V až 34 V
Rozsah vstupního napětí U_i	3 V až 40 V	1,2 V až 36 V	3 V až 36 V
Minimální úbytek napětí (při $I_o = 1$ A, $\theta_J = \theta_A = 25$ °C)	2 V	0,3 V	0,3 V
Výstupní proud I_o	$\leq 1,5$ A	$\leq 1,1$ A	$\leq 1,0$ A
Pouzdra	TO-220, D ² PAK	TO-220, D ² PAK	VQFN-20
Přibližná cena za kus (listopad 2019)	30 Kč	120 Kč	120 Kč
PSRR ($f = 120$ Hz)	65 dB	75 dB	82 dB
Efektivní hodnota výstupního šumu (od 10 Hz do 100 kHz)	35 μ V	40 μ V	4 μ V

Ze srovnání stabilizátorů vychází nejlépe LT3080 od společnosti Linear Technology (nyní Analog Devices). Klíčový je především parametr rozsahu výstupního napětí. Díky odlišnému konceptu nastavení výstupního napětí, jenž využívá referenční proud namísto klasického referenčního napětí, je možné docílit až nulového výstupního napětí. U obvodu LM317 je to dle katalogového listu také možné, ale je zapotřebí mít k dispozici i záporné napětí a další externí komponenty, takže je toto řešení méně praktické [11]. Stabilizátor TPS7A4701 od firmy Texas Instruments má z těchto tří obvodů nejlepší parametry z hlediska šumu a potlačení zvlnění, ale vyrábí se pouze v pouzdře QFN pro povrchovou montáž, což komplikuje montáž chladiče, jestliže by samotné chlazení propojením s deskou plošných spojů nestačilo. Zbylé obvody jsou dostupné v mnoha pouzdech včetně rozšířeného vývodového pouzdra pro výkonové součástky TO-220, které má relativně malý tepelný odpor a na které na trhu existuje celá řada chladičů.

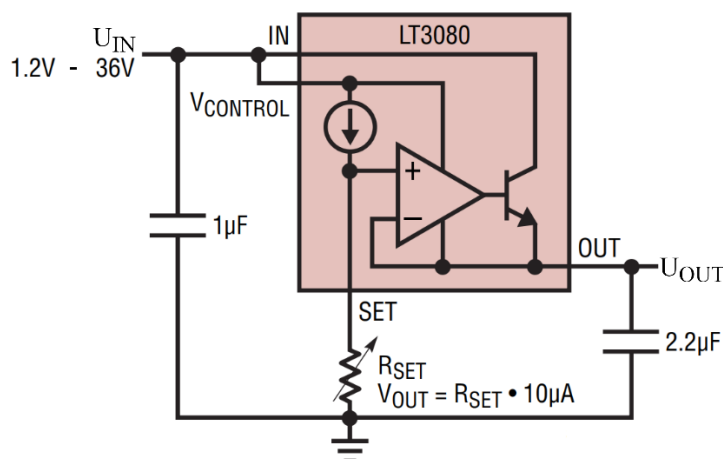
Z výše uvedených důvodů byl vybrán obvod LT3080, jehož typické obvodové zapojení je zachyceno na obrázku 28. Jedná se o nastavitelný napěťový zdroj vyznačující se nízkým počtem externích součástek. To je umožněno právě využitím referenčního proudu I_{REF} tekoucího ze svorky *SET* k nastavení výstupního napětí U_{OUT} . Referenční proud protéká připojeným rezistorem R_{SET} a dle Ohmova zákona na něm vzniká úbytek napětí

$$U_{SET} = R_{SET} \cdot I_{REF} \quad [V]. \quad (2.1)$$

Operační zesilovač uvnitř lineárního stabilizátoru se pak pokouší docílit stavu, ve kterém je výstupní napětí na svorce *OUT* shodné s napětím na svorce *SET*

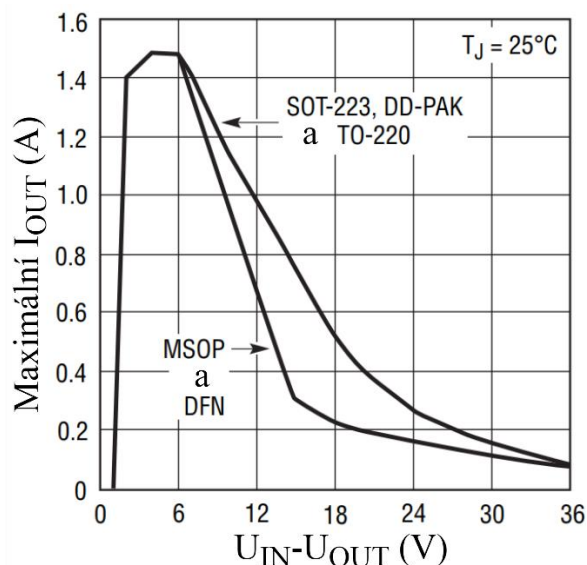
$$U_{OUT} = U_{SET} = R_{SET} \cdot I_{REF} \quad [V]. \quad (2.2)$$

Kondenzátor s minimální hodnotou kapacity 2,2 μF připojený k výstupu je zapotřebí k zajištění stability obvodu LT3080 [22].



Obrázek 28: Typické aplikační zapojení stabilizátoru LT3080. Převzato z [22]

Stabilizátor LT3080 má dvě vstupní napájecí svorky: I_N a $V_{CONTROL}$. Svorka $V_{CONTROL}$ slouží k napájení interních řídicích obvodů stabilizátoru. Napětí na této svorce musí být o více než 1,2 V vyšší než napětí na výstupu stabilizátoru, aby součástka korektně pracovala. Svorka I_N pak vede do kolektoru sériového regulačního tranzistoru a následně do zátěže. Proud tekoucí skrz svorku I_N je tak obvykle mnohem vyšší. Aby stabilizátor korektně pracoval, je nutné, aby na vývodu I_N bylo připojeno napětí pouze o 300 mV vyšší, než je výstupní napětí U_{OUT} . Jestliže jsou vývody $V_{CONTROL}$ a I_N spojeny, je minimální úbytek napětí na stabilizátoru zvýšen na hodnotu 1,2 V. Proto je vhodné napájet stabilizátor ze dvou zdrojů, což při splnění výše uvedených podmínek umožní dosáhnout deklarovaného velice nízkého minimálního úbytku napětí 300 mV.



Obrázek 29: Závislost maximálního výstupního proudu na rozdílu mezi vstupním a výstupním napětím u stabilizátoru LT3080. Převzato z [22]

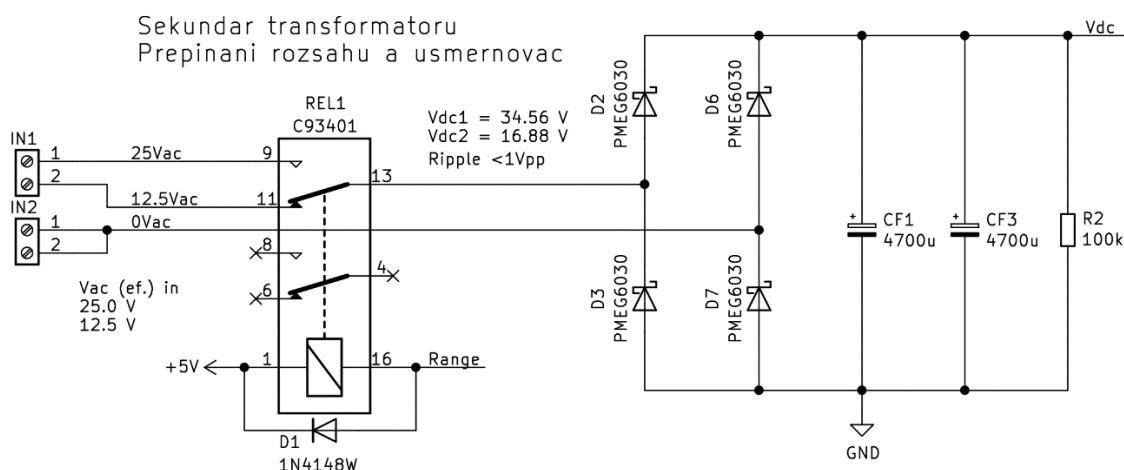
Bližší pohled na katalogový list odhaluje další parametry stabilizátoru, na které je při návrhu zapojení zapotřebí dbát. Jestliže má být napájecí zdroj schopný dodat do zátěže proud 1 A jak při výstupním napětí blízkém 0 V tak i při napětí blízkém 30 V, musí se podle obrázku 29 zajistit, aby rozdíl vstupního a výstupního napětí ΔU_{OUT-IN} stabilizátoru LT3080 nepřekročil 12 V (pro pouzdro TO-220). Není tedy možné na vstup stabilizátoru připojit napětí $U_{IN} = 30$ V a požadovat výstupní proud 1 A při výstupním napětí $U_{OUT} = 5$ V, protože rozdíl těchto napětí je 25 V a překračuje tedy $\Delta U_{OUT-IN} = 12$ V. Vstupní napětí stabilizátoru LT3080 je proto nutné měnit podle aktuální hodnoty výstupního napětí. Z tohoto důvodu jsou v obvodu zařazeny bloky předregulace vstupního napětí a přepínání napájecího napětí, o kterých je více informací v následujících podkapitolách.

2.2.1 Systém přepínání napájecího napětí

Blok přepínání vstupního napájecího napětí slouží jednak k redukci ztrátového výkonu, který je úměrný rozdílu mezi vstupním a výstupním napětím stabilizátorů, a také napomáhá ke splnění podmínky jenž limituje rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím stabilizátoru LT3080 na $\Delta U_{OUT-IN} = 12 \text{ V}$.

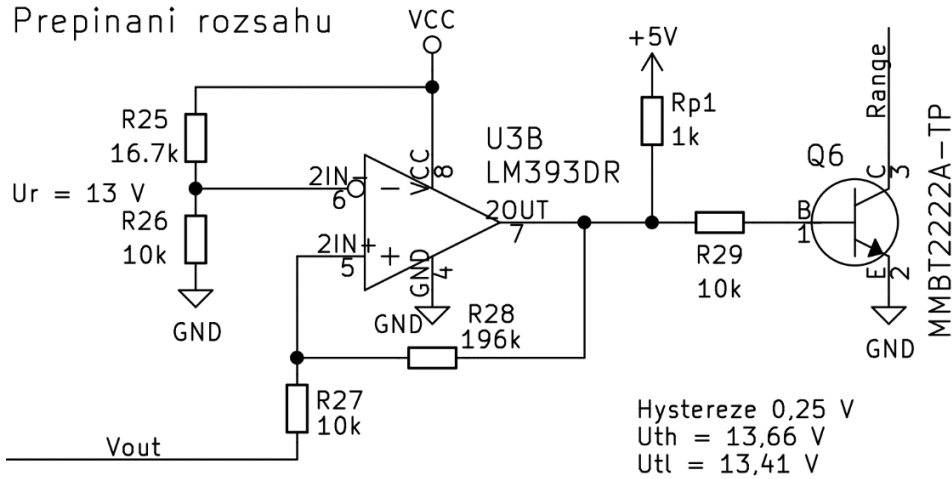
V navrženém zdroji jsou dostupná dvě napájecí napětí: $U_{DC1} = 16,9 \text{ V}$ a $U_{DC2} = 34,6 \text{ V}$. Zdrojem těchto dvou napětí je transformátor následovaný můstkovým usměrňovačem s filtračním kondenzátorem. O samotném transformátoru je více informací v kapitole 2.3.1. Pro objasnění funkce následujících bloků postačuje informace, že transformátor disponuje sekundárním vinutím s vyvedeným středem, takže jsou k dispozici střídavá napětí s efektivními hodnotami $U_{ef1} = 12,5 \text{ V}$ a $U_{ef2} = 25 \text{ V}$.

Obrázek 33 zachycuje můstkový (Graetzův) usměrňovač, na jehož vstup je přivedeno střídavé napětí z transformátoru. Mezi vstupní svorky a usměrňovač je vloženo relé, kterým lze vybrat, zda bude na usměrňovač přivedeno střídavé napětí U_{ef1} nebo U_{ef2} . Při přivedení napětí $U_{ef1} = 12,5 \text{ V}$ je výstupní napětí usměrňovače $U_{DC1} = 16,9 \text{ V}$ a při přivedení $U_{ef2} = 25 \text{ V}$ je stejnosměrné výstupní napětí dokonce $U_{DC2} = 34,6 \text{ V}$. Přesné výpočty jsou uvedeny v kapitole 2.3.1. Relé je ovládáno druhou částí systému přepínání napájecího napětí.



Obrázek 30: Systém přepínání napájecího napětí a můstkový usměrňovač

Druhá část systému přepínání napájecího napětí je zachycena na obrázku 31. Základem je neinvertující komparátor s hysterezí, který sleduje aktuální hodnotu výstupního napětí zdroje U_{OUT} . Výstup komparátoru řídí bipolární tranzistor. Sepnutí tranzistoru znamená průtok el. proudu cívkou relé a přepnutí vstupního napájecího napětí z U_{ef1} na U_{ef2} . Hystereze je u komparátoru vhodná pro omezení možnosti oscilace, pokud bude výstupní napětí zdroje porovnatelné s referenčním napětím přivedeným na invertující vstup komparátoru LM393.



Obrázek 31: Řízení přepínání rozsahu vstupního napětí napájecího zdroje podle okamžité hodnoty výstupního napětí

Referenční napětí U_r pro komparátor je vytvořeno z napětí $VCC = 34 \text{ V}$ s využitím odporového děliče tvořeného rezistory R_{25} a R_{26} . Hodnota referenčního napětí U_r na invertujícím vstupu komparátoru je dána [37]

$$U_r = VCC \frac{R_{26}}{R_{25} + R_{26}} \quad [\text{V}], \quad (2.3)$$

kde VCC je napájecí napětí ($VCC = 34,0 \text{ V}$).

Pokud výstupní napětí U_{OUT} překročí prahové napětí U_{th} , dojde k překlopení komparátoru z logické úrovně 0 do logické úrovně 1. Toto prahové napětí je určeno hodnotami rezistorů R_{27} a R_{28} [37]

$$U_{th} = \frac{U_r(R_{27} + R_{28}) - (R_{27} \cdot U_{OL})}{R_{28}} \quad [\text{V}], \quad (2.4)$$

kde U_{OL} je napětí na výstupu komparátoru v logické úrovni 0. Toto napětí je přibližně rovno $U_{OL} = 0,1 \text{ V}$. Pokud výstupní napětí zdroje poklesne pod prahové napětí U_{tl} , překloupí se výstup komparátoru zpět do logické úrovně 0. I toto prahové napětí je dáno hodnotami odporů rezistorů R_{27} a R_{28} [37]

$$U_{tl} = \frac{U_r(R_{27} + R_{28}) - (R_{27} \cdot U_{OH})}{R_{28}} \quad [\text{V}], \quad (2.5)$$

kde U_{OH} je výstupní napětí komparátoru v logické úrovni 1. Toto napětí odpovídá přibližně $U_{OH} = 5 \text{ V}$. Hystereze komparátoru U_H je dána jako rozdíl těchto dvou prahových napětí

$$U_H = U_{th} - U_{tl} \quad [\text{V}], \quad (2.6)$$

nebo též pomocí rovnice [37]

$$U_H = \frac{R_{27}(U_{OH} - U_{OL})}{R_{28}} \quad [\text{V}]. \quad (2.7)$$

Před výpočtem potřebných odporů jednotlivých rezistorů bylo zvoleno, že hystereze komparátoru by měla být $U_H = 0,25 \text{ V}$. Dále bylo určeno, že prahová napětí U_{tl} a U_{th} musí ležet okolo hodnoty 13 V . Na závěr musely být zvoleny hodnoty rezistorů R_{26} a R_{27} ($R_{26} = R_{27} = 10 \text{ k}\Omega$), aby bylo možné dopočítat odpory rezistorů R_{25} a R_{28} . Protože prahová napětí mají ležet okolo hodnoty 13 V , byla zvolena hodnota referenční napětí $U_r = 12,7 \text{ V}$. Z rovnice (2.3) pak lze určit hodnotu odporu rezistoru R_{25}

$$U_r = VCC \cdot \frac{R_{26}}{R_{25} + R_{26}} \rightarrow R_{25} = \left(\frac{VCC}{U_r} R_{26} \right) - R_{26} \quad (2.8)$$

$$R_{25} = \left(\frac{34}{12,7} 10000 \right) - 10000 = 16,7 \text{ k}\Omega.$$

Odpor rezistoru R_{28} lze jednoduše určit z rovnice (2.7)

$$U_H = \frac{R_{27}(U_{OH} - U_{OL})}{R_{28}} \rightarrow$$

$$R_{28} = R_{27} \frac{U_{OH} - U_{OL}}{U_H} = 10 \cdot 10^3 \frac{5 - 0,1}{0,25} = 196 \text{ k}\Omega.$$

Tyto hodnoty poté podle rovnic (2.4). a (2.5) znamenají prahová napětí

$$U_{th} = \frac{U_r(R_{27} + R_{28}) - (R_{27} \cdot U_{OL})}{R_{28}} =$$

$$\frac{12,7 \cdot (10 \cdot 10^3 + 196 \cdot 10^3) - (10 \cdot 10^3 \cdot 0,1)}{196 \cdot 10^3} = 13,35 \text{ V} \quad (2.10)$$

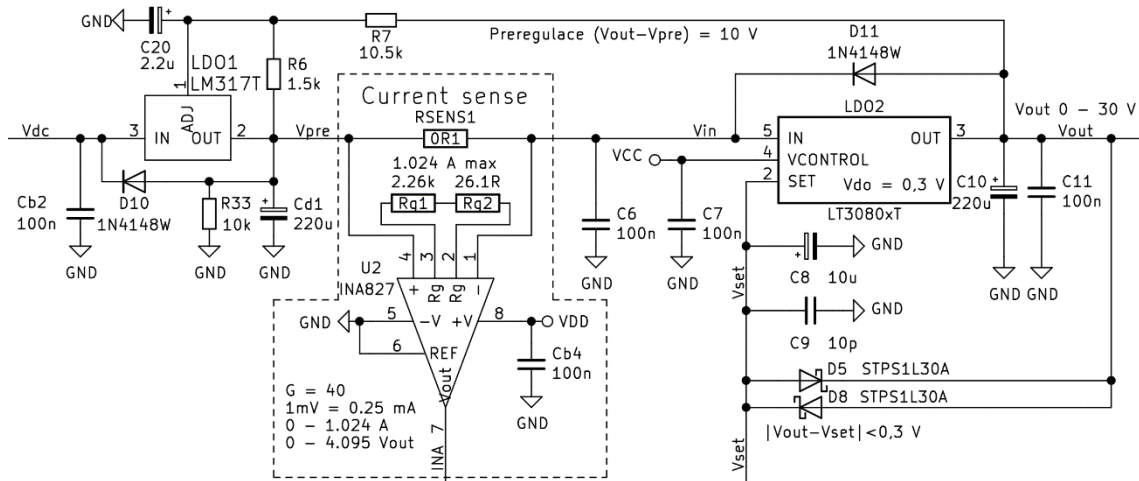
$$U_{tl} = \frac{U_r(R_{27} + R_{28}) - (R_{27} \cdot U_{OH})}{R_{28}} =$$

$$\frac{12,7 \cdot (10 \cdot 10^3 + 196 \cdot 10^3) - (10 \cdot 10^3 \cdot 5)}{196 \cdot 10^3} = 13,10 \text{ V}. \quad (2.11)$$

Hodnoty prahových napětí byly zvoleny v blízkosti napětí 13 V , aby existovala dostatečná napěťová rezerva pro správnou funkci napěťových stabilizátorů při napájecím napětí $U_{DC1} = 16,9 \text{ V}$.

2.2.2 Předregulace vstupního napětí stabilizátoru LT3080

Blok přepínání napájecího napětí dokáže zajistit přepínání mezi dvěma stejnosměrnými napětími $U_{DC1} = 16,9 \text{ V}$ a $U_{DC1} = 34,6 \text{ V}$. Stále však není zajištěno, že rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím ΔU_{OUT-IN} stabilizátoru LT3080 nepřesáhne hodnotu 12 V. Přesáhnutí této hodnoty by znamenalo pokles maximálního výstupního proudu pod 1 A, což je nežádoucí. Z tohoto důvodu je před hlavní stabilizátor LT3080 zařazen pomocný napěťový stabilizátor LM317, který slouží k předregulaci napájecího napětí hlavního stabilizátoru LT3080. Schéma tohoto zapojení je zachyceno na obrázku 32.



Obrázek 32: Hlavní napěťový stabilizátor LT3080 a pomocný stabilizátor LM317 zajišťující předregulaci napájecího napětí

Referenční vstup napěťového stabilizátoru LM317 je připojen na výstup laboratorního zdroje a stabilizátor udržuje své výstupní napětí U_{pre} o 10 V vyšší, než je aktuální výstupní napětí U_{out} .

$$U_{pre} = U_{out} + 10 \text{ [V]}. \quad (2.12)$$

Výstupní napětí U_{pre} je zároveň vstupním napětím pro hlavní stabilizátor LT3080 (při zanedbání úbytku napětí na snímacím rezistoru R_{sens}). Činnost pomocného stabilizátoru LM317 tak zajišťuje že rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím hlavního stabilizátoru nebude za žádné podmínky větší než 10 V. Lineární stabilizátor LM317 je pro tuto roli vhodný, protože na rozdíl od obvodu LT3080 je schopen dodávat výstupní proud 1 A i při rozdílu mezi vstupním a výstupním napětím 22 V [10].

Napájecí napětí obvodu LM317 může být buďto $U_{DC1} = 16,9 \text{ V}$ anebo $U_{DC1} = 34,6 \text{ V}$ v závislosti na aktuálním výstupním napětí (a tudíž stavu bloku přepínání napájecího napětí). Výrobce deklarovaný minimální úbytek napětí nutný k zachování regulace při odběru výstupního proudu 1 A je u obvodu LM317 roven $U_{do1} = 2 \text{ V}$.

Nejvyšší výstupní napětí stabilizátoru LM317 poté může být v závislosti na napájecím napětí

$$U_{pre1,max} = U_{DC1} - U_{do1} = 16,9 - 2 = 14,9 \text{ V}, \quad (2.13)$$

$$U_{pre2,max} = U_{DC2} - U_{do1} = 34,6 - 2 = 32,6 \text{ V}. \quad (2.14)$$

Stabilizátor LM317 se tedy podle rovnice (2.12) může chovat pouze v úzkém intervalu výstupního napětí zdroje U_{out} od 0 V do 4,9 V. Při překročení hodnoty $U_{out} > 4,9 \text{ V}$ přestává mít lineární stabilizátor LM317 dostatečný napěťový prostor pro zachování platnosti rovnice (2.12). Od této chvíle začíná dodávat výstupní napětí, jenž je nezávislé na výstupním napětí zdroje

$$U_{pre1,max} = U_{DC1} - U_{do1} = 14,9 \text{ V}. \quad (2.15)$$

Tento stav trvá, dokud výstupní napětí zdroje nedosáhne prahového napětí U_{th} , což způsobí přehození napájecího napětí na hodnotu $U_{DC2} = 34,6 \text{ V}$. Pomocný napěťový stabilizátor má nyní dostatečný napěťový prostor, aby se znovu choval podle rovnice (2.12) a udržoval napětí U_{pre} o 10 V vyšší než U_{out} .

Jakmile výstupní napětí U_{out} přesáhne hodnotu 22,6 V, dochází opět k omezení růstu napětí U_{pre} na hodnotu $U_{pre2,max} = 32,6 \text{ V}$. I s tímto limitem má napěťový stabilizátor LT3080 stále dostatečný napěťový prostor pro správnou funkci i s požadavkem na výstupní napětí 30 V, protože minimální vyžadovaný úbytek napětí při proudu do zátěže 1 A je u tohoto obvodu pouze $U_{do2} = 0,3 \text{ V}$ [22].

Příklad obvodu zajišťujícího předregulaci napájecího napětí je uveden v katalogovém listu stabilizátoru LM317. V katalogovém listu je rovněž uvedena rovnice potřebná pro výpočet hodnot odporů rezistorů R_6 a R_7 [11]

$$U_{pre} = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{10500}{1500}\right) = 10 \text{ V}. \quad (2.16)$$

Tato rovnice se používá pro určení výstupního napětí stabilizátoru v běžném zapojení, v němž je rezistor R_7 zapojen jedním vývodem na nulový potenciál. Protože výstupní napětí tohoto stabilizátoru není v navrženém obvodu vztaženo vůči nulovému potenciálu, ale vůči výstupnímu napětí zdroje U_{out} , bude se stabilizátor LM317 chovat podle výše popisovaných rovnic.

2.2.3 Zajištění minimální zátěže na výstupu stabilizátoru

Katalogový list stabilizátoru LT3080 uvádí, že tento obvod je schopen dosáhnout až nulového výstupního napětí. Je zde však důležitá podmínka. Aby toho byl obvod LT3080 schopen, musí být z jeho výstupu odebrán minimální zatěžovací proud 1 mA. Jestliže by k výstupu obvodu LT3080 napájeného 10 V byl připojen pouze zatěžovací rezistor s hodnotou 1 k Ω , je nejnižší výstupní napětí, kterého je stabilizátor schopen dosáhnout, přibližně 0,3 V [22].

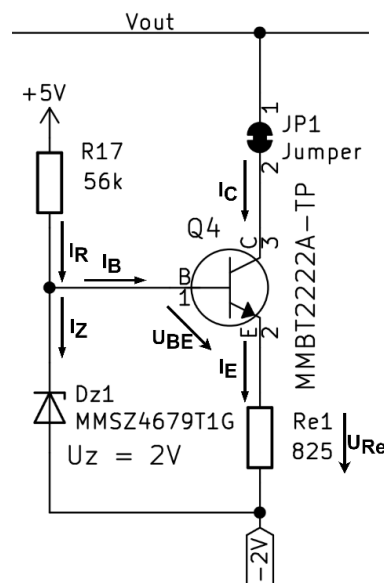
V navrženém zapojení je k výstupu stabilizátoru LT3080 připojen proudový zdroj, který z výstupu lineárního stabilizátoru odebírá konstantní proud větší než 1 mA. Vliv velikosti výstupního napětí zdroje na tento proud je minimální. Ke konstrukci tohoto proudového zdroje je využito jednoduchého zapojení bipolárního NPN tranzistoru s rezistorem v emitoru a Zenerovy diody. Celé schéma je na obrázku 33. Zenerova dioda zajišťuje, aby napětí U_{Re} na rezistoru R_e bylo konstantní a to:

$$U_{Re} = U_Z - U_{BE} \quad [V], \quad (2.17)$$

kde U_Z je Zenerovo napětí a U_{BE} je napětí mezi bází a emitorem bipolárního tranzistoru. Zvolená Zenerova dioda MMSZ4679T1G má Zenerovo napětí $U_Z = 2$ V (při proudu $I_Z = 50 \mu A$) [26]. Tato hodnota Zenerova napětí byla vybrána, aby i ve stavu, kdy je výstupní napětí napájecího zdroje nulové (na kolektoru tranzistoru je nulové napětí), byl přechod mezi bází a kolektorem stále uzavřen. Vzhledem k tomu, že v zapojení je rovněž využito napájecí napětí $U_N = -2$ V, bude v tomto stavu napětí U_B na bází tranzistoru přibližně

$$U_B = U_Z + U_N = 2 - 2 = 0 \text{ V}. \quad (2.18)$$

Záporné napájecí napětí U_N je zapotřebí, aby obvod pracoval i při nejnižších nastavitelných výstupních napětích zdroje.



Obrázek 33: Obvod zajišťující minimální proudový odběr z výstupu lineárního stabilizátoru

Zvolený bipolární tranzistor 2N2222 má průrazné napětí mezi kolektorem a emitorem $U_{CE0} = 40 \text{ V}$, takže bez problému odolá i maximálnímu výstupnímu napětí zdroje. Minimální hodnota proudového zesilovacího činitele je $\beta = 50$ [27]. Aby byla bezpečně splněna podmínka minimálního proudového odběru, bylo určeno, že by tento obvod měl z výstupu stabilizátoru odebírat alespoň proud $I_C = 1,7 \text{ mA}$. Tento proud teče do kolektoru bipolárního tranzistoru a je téměř shodný s emitorovým proudem tranzistoru

$$I_C \cong I_E = 1,7 \text{ mA}. \quad (2.19)$$

Bázový proud tranzistoru je podle základních tranzistorových rovnic

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1,7 \cdot 10^{-3}}{50} = 34 \text{ } \mu\text{A}. \quad (2.20)$$

Při znalosti Zenerova napětí a proudu, který má protékat emitorem tranzistoru, lze určit hodnotu odporu rezistoru R_e podle rovnice

$$R_e = \frac{U_{Re}}{I_E} = \frac{U_Z - U_{BE}}{I_E} = \frac{2 - 0,6}{1,7 \cdot 10^{-3}} = 823,5 \text{ } \Omega. \quad (2.21)$$

Hodnota odporu rezistoru R_{17} je zvolena podle bázového proudu tranzistoru I_B a proudu I_Z tekoucího do Zenerovy diody. Přesná rovnice je

$$\begin{aligned} R_{17} &= \frac{U_{CC} - U_B}{I_R} = \frac{U_{CC} - U_Z + U_N}{I_Z + I_B} \\ &= \frac{5 - 2 + 2}{50 \cdot 10^{-6} + 34 \cdot 10^{-6}} = 59,5 \text{ k}\Omega. \end{aligned} \quad (2.22)$$

Nejbližší vyhovující dostupné hodnoty odporů rezistorů jsou $R_e = 825 \text{ } \Omega$ a $R_{17} = 56 \text{ k}\Omega$.

Proud odebíraný tímto obvodem samozřejmě neteče do připojené zátěže, a tak vzniká určitá chyba měření výstupního proudu (viz následující kapitola). Tuto chybu je možné odečíst po každém měření výstupního proudu v programu mikrokontroléru. Vzhledem k teplotním závislostem Zenerova napětí U_Z , napětí mezi bází a emitorem U_{BE} a teplotní závislosti hodnoty odporu rezistoru R_e nebude tento proudový zdroj zcela teplotně nezávislý a hodnota odebíraného proudu se rovněž bude vlivem Earlyho jevu nepatrně měnit při změnách výstupního napětí laboratorního zdroje. I tyto změny by bylo možné kompenzovat v programu mikrokontroléru.

2.3 Napájení laboratorního zdroje

K napájení celého laboratorního zdroje slouží síťové střídavé napětí 230 V/ 50 Hz. Jelikož navržený laboratorní zdroj může na svém výstupu poskytovat maximální stejnosměrné napětí 30 V, je nutné nejprve síťové napájecí napětí převést na střídavé napětí s nižší amplitudou, a to následně na stejnosměrné napětí, které již slouží k napájení jednotlivých kanálů i řídicích obvodů zdroje. Ke změně amplitudy střídavého napětí bez změny jeho frekvence slouží transformátory a k převodu střídavého napětí na stejnosměrné napětí usměrňovače. Z usměrňovaného napětí musí být napájeny nejen samotné kanály zdroje, ale i veškeré řídicí obvody, což zajišťují bloky popsané v této kapitole.

2.3.1 Transformátor a usměrňovač

Požadavek na dva izolované kanály laboratorního zdroje znamená, že použitý transformátor musí mít ne pouze jedno, ale hned dvě sekundární vinutí, aby i jednotlivé kanály zdroje byly od sebe galvanicky odděleny. V kapitole 1.2.2 rovněž bylo uvedeno, že ztrátový výkon lineárního napěťového stabilizátoru je úměrný rozdílu napětí mezi jeho vstupní a výstupní svorkou. Pro snížení ztrátového výkonu je tedy vhodné mít transformátor, jehož sekundární vinutí má odbočky. Odbočky umožňují napájet lineární stabilizátory nižším napětím, pokud je požadované výstupní napětí nízké, a využívat nejvyšší napájecí napětí pouze v případech, kdy je vyžadováno výstupní napětí blízké horní hranici nastavitelného rozsahu.

Maximální výstupní napětí laboratorního zdroje je $U_{OUT,max} = 30$ V, přičemž toto napětí je dodáváno stabilizátorem LT3080 jenž pro svou funkci vyžaduje minimální úbytek napětí $U_{do2} = 0,3$ V při výstupním proudu $I_{OUT,max} = 1$ A. Před tímto stabilizátorem je zařazen předregulátor LM317, který vyžaduje úbytek napětí $U_{do2} = 2$ V. Mezi těmito stabilizátory je ještě zařazen rezistor pro snímání hodnoty výstupního proudu s odporem $R_{sens} = 0,1 \Omega$. Se započtením všech těchto úbytků napětí musí být minimální hodnota napájecího napětí

$$\begin{aligned} U_{DC,min} &= U_{OUT,max} + U_{do1} + U_{do2} + (I_{OUT,max} \cdot R_{sens}) \\ &= 30 + 0,3 + 2 + (1 \cdot 0,1) = 32,4 \text{ V.} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Převod ze střídavého napětí poskytovaného transformátorem na stejnosměrné napětí potřebné pro napájení obou kanálů zdroje zabezpečuje můstkový (Graetzův) usměrňovač následovaný filtračním kondenzátorem. Schéma tohoto zapojení je na obrázku 30. Můstkový usměrňovač vyžaduje zapojení 4 diod, což je nevýhodou oproti jednoduchému jednocestnému usměrňovači, který vyžaduje pouze jednu diodu. Naopak výhodou je redukce zvlnění stejnosměrného výstupního napětí na polovinu při zachování stejné kapacity filtračních kondenzátorů, protože frekvence zvlnění je u můstkového usměrňovače rovna dvojnásobku frekvence vstupního napětí (popisováno v kapitole 1.4). Výstupní napětí můstkového usměrňovače je ovlivněno nejen efektivní hodnotou vstupního napětí, ale také úbytkem napětí hned na dvou otevřených diodách v každé půlvlně vstupního signálu.

Přesné znění rovnice pro výstupní stejnosměrné napětí usměrňovače s filtračními kondenzátory je

$$U_{DC} = (U_{ef} \cdot \sqrt{2}) - 2U_F \quad [\text{V}]. \quad (2.24)$$

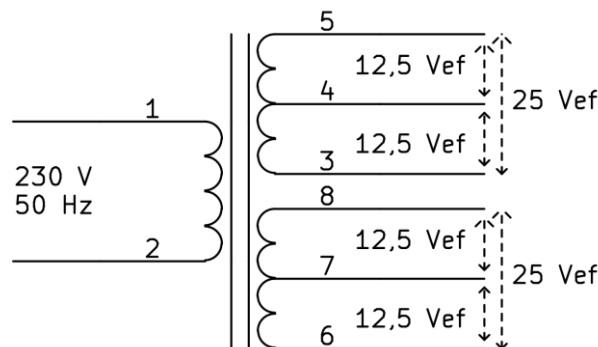
Úbytek napětí na diodách usměrňovače U_F je vhodné minimalizovat, protože ztrátový výkon zahřívající tyto součástky je úměrný úbytku napětí na diodě a procházejícímu proudu. V navrženém zdroji jsou využity Schottkyho usměrňovací diody PMEG6030EP, jejichž úbytek napětí v propustném směru je menší než $U_F = 0,4 \text{ V}$ při proudu 1 A [36]. Maximální dovolený proud v propustném směru jsou 3 A , což s velkou rezervou vyhovuje požadavkům zdroje na maximální výstupní proud $I_{OUT,max} = 1 \text{ A}$. Maximální závěrné napětí těchto diod je 60 V , tedy téměř dvojnásobek výstupního stejnosměrného napětí (přesněji vypočítáno níže), což u můstkového usměrňovače postačuje pro spolehlivou funkci [5].

Z rovnice (2.24) lze vyjádřit minimální efektivní hodnotu střídavého napětí sekundárního vinutí transformátoru $U_{ef,min}$, která zajistí dosažení stejnosměrného napájecího napětí $U_{DCmin} = 32,4 \text{ V}$ požadovaného pro dosažení výstupního napětí zdroje $U_{OUT} = 30 \text{ V}$

$$U_{ef,min} = \frac{U_{DC,min} + 2U_F}{\sqrt{2}} = \frac{32,4 + 2 \cdot 0,4}{\sqrt{2}} = 23,48 \text{ V}. \quad (2.25)$$

Protože zvlnění výstupního napětí usměrňovače nebude nulové, je vhodnější zvolit transformátor s o něco vyšší hodnotou efektivního napětí, než je $U_{ef,min}$.

V navrženém laboratorním zdroji je využit transformátor se dvěma sekundárními vinutími, z nichž každé má rovněž vyvedený střed. Schéma transformátoru je zobrazeno na obrázku 34. Více odboček na sekundárním vinutí transformátoru by sice bylo vhodné pro další snížení ztrátového výkonu na lineárních stabilizátorech, ale další nároky na transformátor nepříznivě zvyšují jeho cenu. Proto bylo zvoleno toto kompromisní řešení.



Obrázek 34: Schéma transformátoru využitého v navrženém zdroji

Na trhu bylo nalezeno několik standardně vyráběných transformátorů, jenž by všechny vyžadované parametry splňovaly, ale byly obvykle dimenzovány na pro tuto aplikaci zbytečně vysoké výkony, což bylo provázáno i vysokou cenou.

Nakonec tedy byla zvolena zakázková výroba transformátoru u českého výrobce JK-ELTRA. Toroidní transformátor typu 075425TI obsahuje dvě oddělená sekundární vinutí dimenzovaná na výstupní proud 1,5 A. Jmenovitá efektivní napětí při zátěži jsou shodná s požadavky definovanými výše: $U_{ef1} = 12,5 \text{ V}$ a $U_{ef2} = 25 \text{ V}$. Průměr tohoto toroidního transformátoru je 100 mm a jeho výška je přibližně 45 mm.

Díky činnosti systému přepínání napájecího napětí, jenž je rozebrán v kapitole 2.2.1, může být na vstup usměrňovače přivedeno vstupní napětí U_{ef1} nebo U_{ef2} . Tato vstupní napětí odpovídají podle rovnice (2.24) výstupním napětím:

$$U_{DC1} = (12,5 \cdot \sqrt{2}) - 2 \cdot 0,4 = 16,88 \text{ V}, \quad (2.26)$$

$$U_{DC2} = (25 \cdot \sqrt{2}) - 2 \cdot 0,4 = 34,56 \text{ V}. \quad (2.27)$$

Filtrační kondenzátor připojený na výstup usměrňovače musí být napětově dimenzovaný alespoň na nejvyšší možné stejnosměrné napětí, tedy na napětí $U_{DC2} = 34,56 \text{ V}$. Hodnota kapacity kondenzátoru je určena maximálním přípustným zvlněním výstupního napětí. Vztah pro výpočet zvlnění byl poprvé uveden již v kapitole 1.4. Podstatné je, že frekvence zvlnění je u můstkového usměrňovače rovna dvojnásobku frekvence rozvodné sítě, a do vztahu

$$C = I \frac{\Delta t}{\Delta U} \quad [\text{F}]. \quad (2.28)$$

je tedy možné za Δt dosadit čas o něco menší než 10 ms (méně než polovina periody síťového napětí). Během tohoto časového intervalu se kondenzátor vybíjí. Napětí ΔU je potom pokles napětí během tohoto časového intervalu (odpovídá zvlnění výstupního napětí) a I je maximální odebíraný proud z kondenzátoru (zde 1 A dle specifikace zdroje). Zvlnění výstupního napětí by mělo ideálně dosahovat co nejmenších hodnot, ale již při volbě mezivrcholové hodnoty zvlnění $\Delta U = 1 \text{ V}$ je potřebná kapacita filtračního kondenzátoru

$$C_{f \min} = I \frac{\Delta t}{\Delta U} = 1 \cdot \frac{8 \cdot 10^{-3}}{1} = 8 \text{ mF}. \quad (2.29)$$

Takto velká kapacita kondenzátoru v kombinaci s nutností jejich dimenzování alespoň na 35 V již znamená poměrně objemné kondenzátory zabírající značnou plochu na desce plošných spojů. V navrženém zapojení jsou využity dva paralelně zapojené kondenzátory s kapacitou 4700 μF , což z nich v součtu činí celkovou kapacitu 9,4 mF. Zvlnění výstupního napětí s takovými kondenzátory bude dle rovnice (2.28) přibližně

$$\Delta U = I \frac{\Delta t}{C} = 1 \cdot \frac{8 \cdot 10^{-3}}{9,4 \cdot 10^{-3}} = 0,85 \text{ V}, \quad (2.30)$$

což je díky vysokému činiteli potlačení zvlnění následujících dvou lineárních stabilizátorů přípustné (více než 80 dB pro frekvenci 100 Hz [11][22]).

2.3.2 Pomocné napájecí obvody

Pomocné napájecí obvody slouží ke generování stabilizovaných napájecích napětí pro jednotlivé operační zesilovače i další integrované obvody v každém kanálu zdroje. Zdrojem napětí pro tyto obvody je jednocestný usměrňovač, jehož vstupním napětím je střídavé napětí s efektivní hodnotou $U_{ef2} = 25 \text{ V}$. Výstupní napětí jednocestného usměrňovače je [5]

$$U_{DC} = (U_{ef2} \cdot \sqrt{2}) - U_F = (25 \cdot \sqrt{2}) - 0,4 = 35 \text{ V}. \quad (2.31)$$

Oproti můstkovému usměrňovači dodávajícímu proud do zátěže připojené na výstup zdroje je proud odebíraný napájecími obvody mnohem nižší (maximálně $I = 0,2 \text{ A}$), a proto postačuje i nižší kapacita filtračního kondenzátoru pro dosažení dostatečně nízkého zvlnění výstupního napětí. Podle rovnice (2.30), vychází mezivrcholová hodnota zvlnění při použití jednoho kondenzátoru s kapacitou $4700 \text{ }\mu\text{F}$ na

$$\Delta U = I \frac{\Delta t}{C} = 0,2 \cdot \frac{18 \cdot 10^{-3}}{4700 \cdot 10^{-6}} = 0,77 \text{ V}. \quad (2.32)$$

Operační zesilovače v tomto zdroji nejsou typu rail-to-rail, a tedy nemohou na svém výstupu dosáhnout plného napájecího napětí. Jestliže má být operační zesilovač LM358B schopen na výstupu dosáhnout 30 V , musí být podle katalogového listu jeho napájecí napětí alespoň o $1,5 \text{ V}$ vyšší [29]. Využít k napájení operačních zesilovačů přímo nestabilizované výstupní napětí usměrňovače není vhodné kvůli stále značnému zvlnění signálu a proměnné hodnotě napětí při drobných změnách amplitudy síťového napětí.

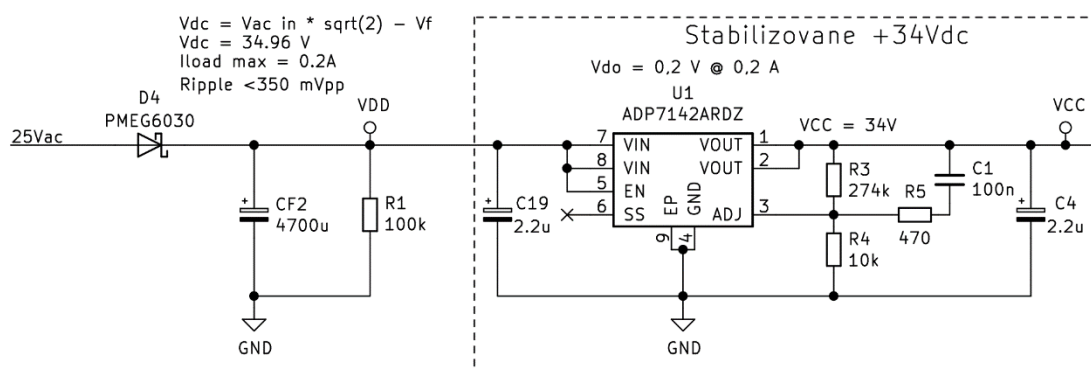
Hlavním požadavkem na stabilizátor, jenž je zařazen na výstup usměrňovače, je nízký minimální úbytek napětí pro zachování schopnosti stabilizace. Nastavitelný lineární stabilizátor ADP7142ARDZ od firmy Analog Devices je k tomuto účelu vhodný, jelikož minimální úbytek napětí na stabilizátoru při průchodu proudem $0,2 \text{ A}$ je pouze $0,2 \text{ V}$ [38]. Zároveň je tento obvod navržený pro vstupní napětí až 40 V , má velmi nízký výstupní šum a vysoký činitel potlačení zvlnění. Obvodové zapojení tohoto stabilizátoru je zachyceno na obrázku 35. Výstupní napětí tohoto nastavitelného stabilizátoru je určeno rovnicí [38]

$$U_{VCC} = 1,2 \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) [\text{V}]. \quad (2.33)$$

Výstupní napětí tohoto stabilizátoru je $U_{VCC} = 34,0 \text{ V}$. Tato hodnota byla zvolena, protože je dostatečně nižší než napájecí napětí, ale zároveň stále postačuje k napájení všech operačních zesilovačů při zachování jejich schopnosti dosažení výstupního napětí až 30 V . Hodnota odporu rezistoru R_4 byla zvolena na $10 \text{ k}\Omega$. Aby bylo dosaženo zvoleného výstupního napětí, musí být podle rovnice (2.33) odpor rezistoru R_3

$$R_3 = R_4 \left(\frac{U_{VCC}}{1,2} - 1 \right) = 10 \cdot 10^3 \left(\frac{34,0}{1,2} - 1 \right) = 273,33 \text{ k}\Omega. \quad (2.34)$$

Nejbližší vyráběná hodnota je $R_3 = 274 \text{ k}\Omega$. Výrobce stabilizátoru ADP7142ARDZ doporučuje zařadit paralelně k rezistoru R_3 sériově zapojenou kombinaci kondenzátoru C_1 a rezistoru R_5 . Tyto komponenty slouží k redukci výstupního šumu stabilizátoru [38].



Obrázek 35: Zdroj stabilizovaného napětí +34,0 V se stabilizátorem ADP7142ARDZ

K napájení některých integrovaných obvodů postačuje napájecí napětí 5 V, které je vytvářeno stabilizátorem L7805. Jedná se o lineární napěťový stabilizátor s fixním výstupním napětím 5 V. K jeho napájení je však nevhodné použít přímo napájecí napětí $U_{VCC} = 34,0 \text{ V}$, protože rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím by dosahoval 29 V. To je nejen v rozporu s maximální dovolenou hodnotou z katalogového listu obvodu, ale zároveň by to v kombinaci s výstupním proudem (maximálně 0,2 A) znamenalo vysoký ztrátový výkon (rovnice (1.9) přibližně 5,8 W) [39]. Proto je mezi tyto dva stabilizátory zařazen fixní stabilizátor 7812 s výstupním napětím 12 V, což umožní rozložení ztrátového výkonu mezi dva integrované obvody. Na stabilizátoru 7812 je podle rovnice (1.9) ztrátový výkon přibližně

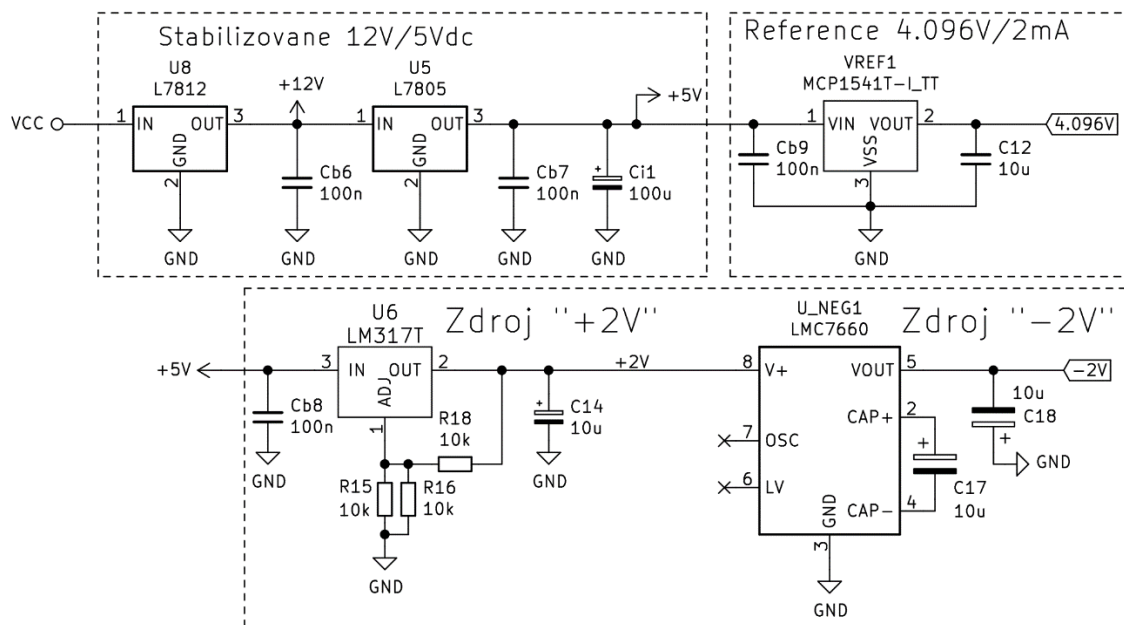
$$P_{ztr1} = I \cdot (U_{op} - U_{7812}) = (34 - 12) \cdot 0,2 = 4,4 \text{ W} \quad (2.35)$$

a na stabilizátoru 7805 pouze

$$P_{ztr2} = I \cdot (U_{7812} - U_{7805}) = (12 - 5) \cdot 0,2 = 1,4 \text{ W}. \quad (2.36)$$

Z napětí 5 V je napájena i přesná napěťová reference MCP1541 poskytující referenční napětí 4,096 V pro analogově digitální převodník. Minimální vyžadovaný úbytek napětí mezi vstupem a výstupem napěťové reference je pouze 140 mV [34], takže 5 V napájecí napětí vyhovuje této podmínce.

Napětí +2 V není samo o sobě v obvodu vyžadováno, ale je možné z něj vytvořit záporné napětí -2 V, které je potřebné pro napájení obvodu zajišťujícího průtok minimálního zatěžovacího proudu z výstupu zdroje (nutného k umožnění regulace až do napětí 0 V). K tomuto účelu lze využít spínaný regulátor LMC7660.



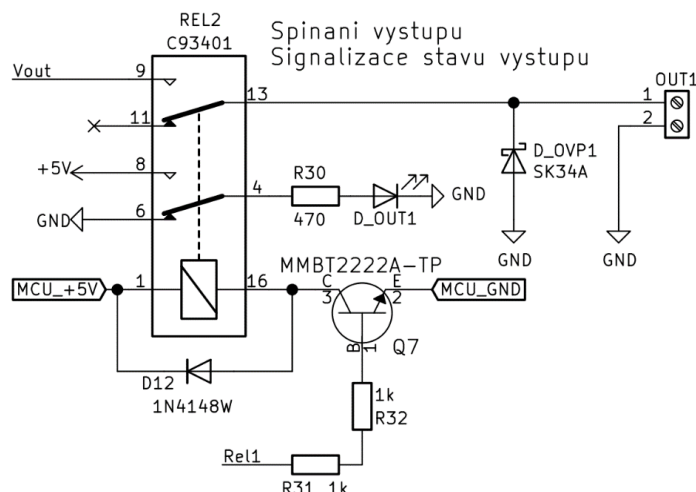
Obrázek 36: Pomocné napájecí obvody a napěťová reference

Integrovaný obvod LMC7660 využívá techniku spínaných kondenzátorů k převodu vstupního napětí v rozsahu od +1,5 V do +10 V na odpovídající výstupní napětí -1,5 V až -10 V. Výstupní napětí obvodu 7660 je silně závislé na velikosti zatěžovacího proudu. V navrženém zdroji bude zatěžovací proud přibližně 2 mA, což při vstupním napětí +2 V znamená reálné výstupní napětí -1,8 V [39]. Obvodové zapojení těchto napájecích obvodů je zachyceno na obrázku 36.

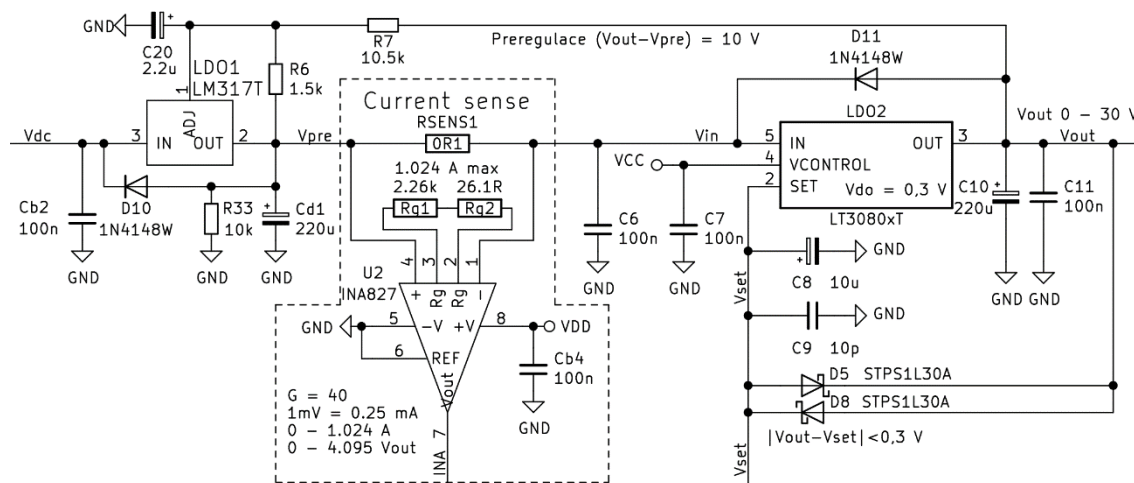
2.3.3 Ochranné prvky

Navržený laboratorní zdroj je vybaven několika ochrannými prvky, které zabezpečují jeho bezpečnost při používání a zároveň zvyšují jeho odolnost vůči poškození. Mezi vstupem napájecího napětí 230 V/ 50 Hz a primárním vinutím transformátoru je zařazena tavná pojistka s pomalou charakteristikou vypínání. Tato pojistka chrání zdroj při přetížení. Pojistka je následována NTC termistorem, který slouží k omezení proudové špičky při zapnutí zdroje. Tento termistor má záporný teplotní koeficient odporu, takže při zapnutí zdroje vykazuje největší odpor, ale rychle se vlivem procházejícího proudu zahřeje, takže jeho odpor klesne na zanedbatelnou hodnotu. Samotný toroidní transformátor disponuje vratnou tepelnou pojistkou, která odpojí primární vinutí transformátoru od napájecího napětí v případě, že teplota transformátoru přesáhne 100 °C.

Na vyvedené výstupní svorky napájecího zdroje by mohl být omylem připojen jiný napěťový zdroj s opačnou polaritou, a proto je těsně před výstupem zařazena dioda *D_OVP* chránící výstup proti prepolarizování (viz obrázek 37).



Obrázek 37: Ochrana proti přepolarizování výstupu zdroje (dioda D_OVP)



Obrázek 38: Ochrana proti zkratu na vstupu zdroje

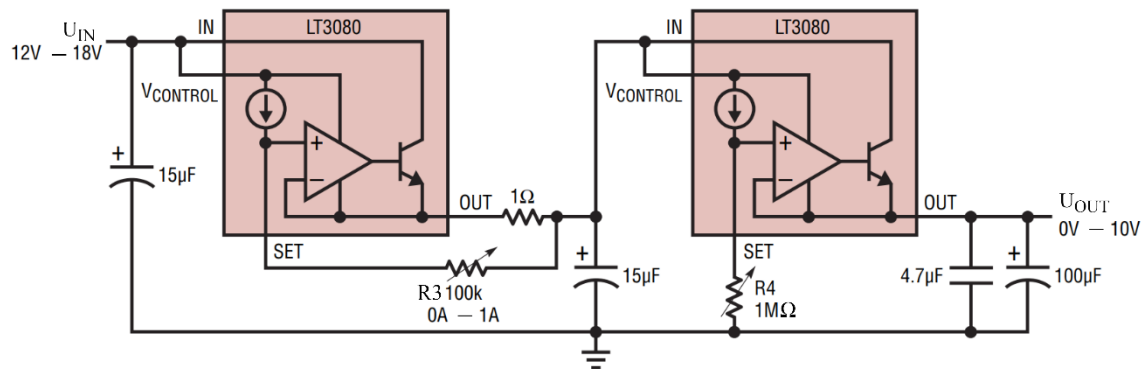
Pokud by nastal zkrat na vstupu kanálu laboratorního zdroje, klesne vstupní napětí lineárních stabilizátorů strmě k nulové hodnotě. Výstupní napětí stabilizátorů však vlivem připojených kondenzátorů nebude klesat s takovou strmostí, a proto hrozí zničení lineárních stabilizátorů nadměrným napětím v závěrném směru. Diody *D10* a *D11* na obrázku 38 zajišťují, že výstupní napětí lineárního stabilizátoru může být v tomto stavu maximálně o 0,7 V vyšší než jeho vstupní napětí, a tak pravděpodobně zabrání zničení součástky.

2.4 Nastavení a měření výstupního napětí a proudu

V napájecím zdroji je důležité zajistit přesné a reprodukovatelné nastavení i měření výstupního napětí a proudu. V této kapitole jsou popsány obvody, jež byly k tomuto účelu navrženy.

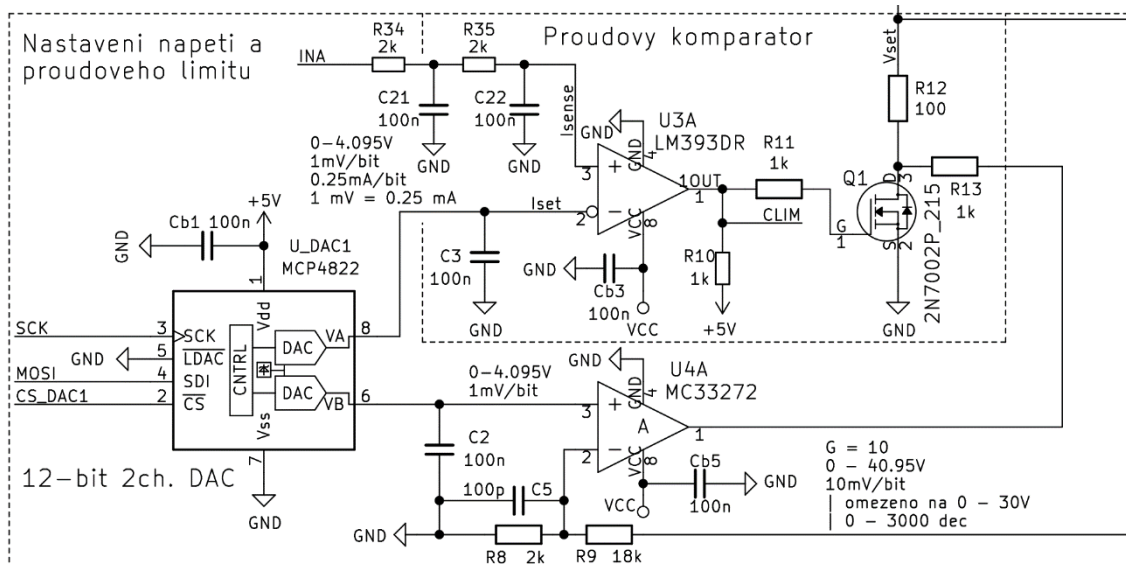
2.4.1 Nastavení výstupního napětí

Katalogový list napěťového stabilizátoru LT3080 obsahuje příklad využití této součástky v laboratorním zdroji (viz obrázek 39). Výhodou využití referenčního proudu k nastavení výstupního napětí nebo proudové limitace je to, že k tomuto účelu stačí pouze jeden rezistor, případně potenciometr. V uvedeném schématu lze potenciometrem R_3 nastavit hodnotu maximálního výstupního proudu a rezistorem R_4 hodnotu výstupního napětí. Nevýhodou zapojení je nutnost využití dvou napěťových stabilizátorů pro řízení jednoho kanálu. Nastavování pomocí potenciometrů je sice rychlé, ale je obtížnější dosáhnout zcela přesného, a především reprodukovatelného nastavení určitého výstupního napětí.



Obrázek 39: Nastavitelný laboratorní napájecí zdroj ze dvou stabilizátorů LT3080.
Převzato z [22]

Výstupní napětí lineárního stabilizátoru LT3080 kopíruje napětí přivedené na jeho vývod *SET*. Aby bylo možné pokrýt celý rozsah specifikovaného výstupního napětí od 0 do 30 V, je zapotřebí obvod, jenž bude schopen zabezpečit přesné nastavení napětí v rozsahu 0 až 30 V na vývodu *SET*. Navržený laboratorní zdroj není nastavován pomocí potenciometrů, nýbrž pomocí klávesnice a rotačního enkodéru. Mikrokontrolér zpracovává údaje z těchto vstupních rozhraní a nastavuje hodnoty proudové limitace a výstupního napětí pro oba kanály zdroje. Jako zdroje přesného napětí řízené mikrokontrolérem slouží digitálně analogové převodníky (zkratka D/A nebo DAC), které na základě přijatých digitálních dat nastaví odpovídající výstupní napětí. D/A převodníky, jež jsou schopné samostatně pracovat se stejnosměrnými napětími okolo 30 V jsou však spíše výjimkou. Daleko jednodušší je využít převodník poskytující nižší výstupní napětí (např. maximálně 4,096 V), které je následně zesíleno přesným zesilovačem pro dosažení požadovaného rozsahu do 30 V.

$$U_{out} = \frac{2,048 \cdot G \cdot D_N}{2^N} \text{ [V]}, \quad (2.37)$$
$$U_{LSB} = \frac{2,048 \cdot G}{2^N} = \frac{4,096}{4096} = 1 \text{ mV}. \quad (2.38)$$


51

Aby byl pokryt celý rozsah napětí od 0 do 30 V, je za D/A převodník zařazen přesný napěťový zesilovač. Nejnižší nutný zisk pro pokrytí tohoto rozsahu je

$$G_{A \min} = \frac{U_{OUT, \max}}{U_{DA, \max}} = \frac{30}{4,095} = 7,33, \quad (2.39)$$

kde $U_{OUT, \max}$ je maximální výstupní napětí napájecího zdroje a $U_{DA, \max}$ je maximální výstupní napětí použitého D/A převodníku. Navržený zesilovač má však zisk roven 10, čímž lze teoreticky získat hodnoty výstupního napětí od 0 V až do 40,95 V. Toto zesílení je zvoleno spíše z hlediska rozlišení nastavení výstupního napětí, které by při zisku 7,33 šlo měnit s krokem 7,33 mV. Se ziskem 10 se výstupní napětí při změně nejméně významného bitu D/A převodníku změní o 10 mV, což je z hlediska nastavování výstupního napětí přirozenější a přívětivější. Zároveň to ale znamená, že z rozsahu vstupních digitálních hodnot 0 až 4095 se v rozsahu 0 až 30 V nachází pouze hodnoty 0 až 3000.

K zesílení výstupního napětí D/A převodníku je využito typické zapojení operačního zesilovače jako neinvertujícího napěťového zesilovače. Operační zesilovač LM358B od společnosti Texas Instruments byl zvolen především kvůli nízké hodnotě vstupní napěťové nesymetrie, která je typicky 300 μ V [29]. Tento operační zesilovač rovněž podporuje až 36 V napájecí napětí, což je nutné pro dosažení napětí 30 V na jeho výstupu. Ačkoliv se nejedná o zesilovač typu rail-to-rail, může se výstupní napětí zesilovače přiblížit až k zápornému napájecímu napětí (zde 0 V). Přesněji bude minimální výstupní napětí o 5 až 20 mV vyšší než záporné napájecí napětí. To je potřebné pro nastavení nulového výstupního napětí na výstupu zdroje. Výstupní napětí neinvertujícího zesilovače je dáno rovnicí

$$U_{out} = U_{in} \cdot A \quad [\text{V}] \quad (2.40)$$

a zesílení zesilovače A je dáno vztahem

$$A = 1 + \frac{R_9}{R_8} \quad [-]. \quad (2.41)$$

Při výpočtu hodnot odporů rezistorů podle rovnice (2.41) byla hodnota odporu rezistoru R_8 zvolena na $R_8 = 2 \text{ k}\Omega$, z čehož pak plyne že odpor rezistoru R_9 musí být

$$R_9 = (A - 1) \cdot R_8 = (10 - 1) \cdot 2000 = 18 \text{ k}\Omega, \quad (2.42)$$

aby byl zisk zesilovače roven 10.

2.4.2 Nastavení limitace výstupního proudu

Druhý výstup digitálně analogového převodníku je využit k nastavení hodnoty proudového omezení. Základními bloky obvodu omezujícího maximální hodnotu výstupního proudu dle aktuálně nastaveného proudového limitu jsou komparátor a k němu připojený unipolární tranzistor (na obrázku 40 tranzistor Q1 a komparátor U3A). Toto zapojení je inspirované obvodem určeným pro vypnutí stabilizátoru z katalogového listu [22] a také [32]. Výstupní napětí D/A převodníku slouží jako referenční napětí, které je přivedeno na invertující vstup komparátoru. Tímto napětím se nastavuje maximální hodnota výstupního proudu. Na neinvertující vstup komparátoru je přivedeno napětí, jenž vzniká v důsledku průchodu proudu přes snímací rezistor R_{sens} do zátěže. Pokud je proud do zátěže (a tomu odpovídající napětí) nižší než napětí nastavené D/A převodníkem, není zapotřebí výstupní proud zdroje omezovat a výstup komparátoru U3A je v logické 0 (přibližně 0 V).

Jestliže je však proud do zátěže (a tomu odpovídající napětí) vyšší než napětí nastavené D/A převodníkem, nastala situace, v níž je zapotřebí omezit hodnotu výstupního proudu na hodnotu nastaveného proudového limitu (stav proudové limitace). Po celou dobu, kdy je výstupní proud vyšší než nastavený limit, je výstup komparátoru v logické úrovni 1 (odpovídá napětí přibližně 5 V). Toto napětí je dostatečné k sepnutí MOSFET tranzistoru Q1, což způsobí pokles napětí na vstupu SET lineárního stabilizátoru LT3080 až téměř na nulovou hodnotu (ale tento pokles není okamžitý vlivem kapacity připojených kondenzátorů).

Pokles napětí na vstupu SET se zrcadlí i na výstup lineárního stabilizátoru, takže výstupní napětí zdroje klesá až do okamžiku, kdy je komparátorem detekován pokles výstupního proudu dodávaného do připojené zátěže pod hodnotu nastaveného proudového limitu. V této situaci se na výstup komparátoru nastaví log. 0 a tranzistor Q1 je opět uzavřen. Uzavření tranzistoru znamená, že se napětí na vstupu SET opět začíná zvyšovat. Jestliže je k výstupu zdroje připojena zátěž s nízkou hodnotou el. odporu, způsobí nárůst výstupního napětí opět přesažení proudového limitu a celá situace se opakuje. Ve stavu proudové limitace tudíž výstupní napětí zdroje osciluje okolo takové hodnoty, při které je hodnota proudu dodávaného do zátěže rovna nastavenému proudovému limitu.

Unipolární tranzistor Q1 sloužící k limitaci výstupního proudu musí splňovat několik podmínek. Pravděpodobně nejdůležitější je dostatečně vysoké průrazné napětí mezi oblastmi Drain a Source, které je u vybraného MOSFET tranzistoru 2N7002 60 V. Dále je důležitý nízký odpor kanálu v sepnutém stavu ($<3 \Omega$), nízké prahové napětí (2 V) a dostatečný dovolený proud kanálem (300 mA) [30].

K převodu proudu tekoucího přes stabilizátor LT3080 do zátěže na napětí slouží snímací rezistor R_{sens} , jehož odpor je pouhých $0,1 \Omega$. Nízká hodnota odporu je důležitá kvůli omezení ztrátového výkonu na součástce a rovněž kvůli nízkému úbytku napětí na tomto rezistoru. Při průtoku největšího specifikovaného výstupního proudu $I_{\text{OUT,max}} = 1 \text{ A}$ je úbytek napětí na odporu dle Ohmova zákona pouze 100 mV. Úbytek napětí na rezistoru je možné měřit a v mikrokontroléru přepočítávat na protékající proud. K účelu snímání úbytku napětí je možné použít rozdílový zesilovač, který zesiluje rozdíl napětí mezi jeho dvěma vstupy.

Vhodnější řešení nabízí přístrojové zesilovače, které mají oproti rozdílovým zesilovačům například vyšší vstupní odpor, velmi malou vstupní napěťovou nesymetrii a vysoký činitel potlačení souhlasného napětí 0. Jejich zisk je také určen pouze hodnotou odporu jednoho rezistoru, což zjednodušuje celý obvod.

Přístrojový zesilovač INA827 byl zvolen, protože může pracovat s až 40 V napájecím i vstupním napětím. Rovněž má výborné parametry z hlediska přesnosti. Vstupní napěťové nesymetrie je maximálně 150 μV , činitel potlačení souhlasného napětí (CMRR) je přes 88 dB a nastavený zisk zesilovače je vysoce teplotně stabilní [32]. Nejmenší zisk tohoto zesilovače je $A = 5$ pokud není připojen žádný externí rezistor. Externí rezistor R_G mezi dvěma vstupními svorkami může zisk zvýšit na potřebnou hodnotu. Vztah mezi hodnotou odporu R_G a ziskem zesilovače je [32]

$$A = 5 + \frac{80000}{R_G} \quad [-]. \quad (2.43)$$

Obvodové zapojení tohoto zesilovače je zobrazeno na obrázku 41. Výstup digitálně analogového převodníku může dosahovat až 4,095 V, a proto je vhodné nastavit zesílení přístrojového zesilovače tak, aby při nejvyšší specifikované hodnotě výstupního proudu ($I_{O \max} = 1 \text{ A}$) bylo i zesílené napětí ze zesilovače rovno 4 V. Vzhledem k tomu, že při průtoku tohoto proudu vzniká na snímacím rezistoru R_{sens} úbytek napětí 0,1 V, je zapotřebí tento rozdíl napětí zesílit 40krát, aby bylo na výstupu zesilovače v této situaci právě napětí 4 V. Rovnice (2.43) uvádí, že pro dosažení zesílení $A = 40$ musí být hodnota odporu R_G

$$R_G = \frac{80000}{A - 5} = \frac{80000}{40 - 5} = 2285,71 \, \Omega. \quad (2.44)$$

Této hodnoty lze přesně docílit pouze přesným potenciometrem, nebo se k ní lze přiblížit kombinací několika přesných rezistorů. Při použití dvou přesných rezistorů v sérii $R_{G1} = 2,26 \text{ k}\Omega$ a $R_{G2} = 26,1 \, \Omega$ je možné dosáhnout celkové hodnoty $R_G = 2286,1 \, \Omega$, což znamená dle rovnice (2.43) napěťový zisk 33,994.

Výstupní napětí D/A převodníku lze nastavovat s rozlišením $U_{\text{LSB}} = 1 \text{ mV}$. Pokud má výstupní napětí přístrojového zesilovače stejnou hodnotu $U_{\text{INA}} = 1 \text{ mV}$, protéká snímacím rezistorem proud

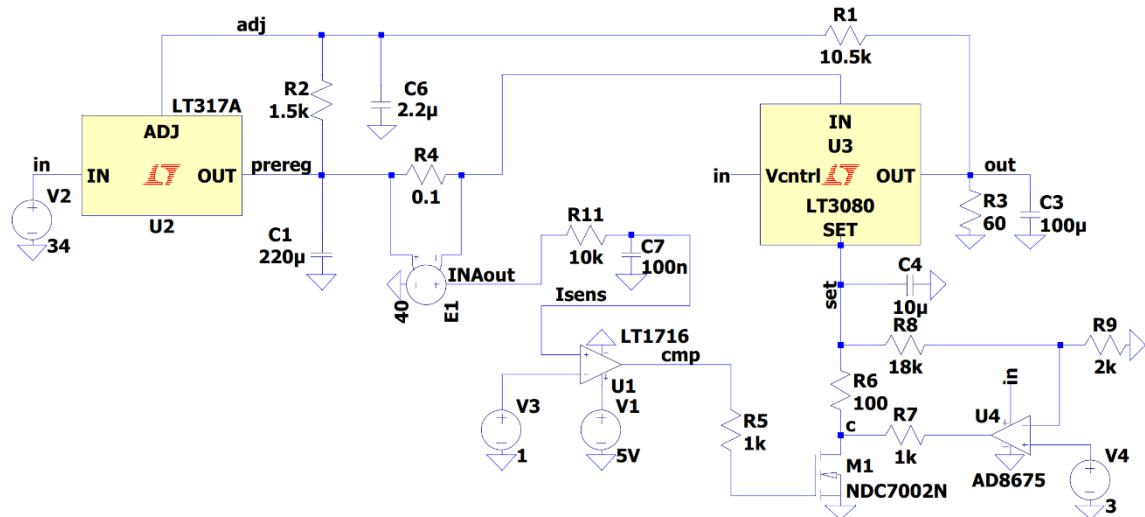
$$I_{R_{\text{sens}}} = \frac{U_{R_{\text{sens}}}}{R_{\text{sens}}} = \frac{U_{\text{INA}}}{A} \cdot \frac{1}{R_{\text{sens}}} = \quad (2.45)$$

$$\frac{1 \cdot 10^{-3}}{40} \cdot \frac{1}{0,1} = 0,25 \text{ mA}.$$

Z rovnice (2.45) tedy vyplývá, že hodnotu limitu výstupního proudu lze nastavit s rozlišením 0,25 mA.

2.4.3 Simulace omezení výstupního proudu

Funkce obvodu zabezpečujícího omezení hodnoty výstupního proudu byla simulována v programu LTspice, který obsahuje potřebný model lineárního stabilizátoru LT3080. Simulační schéma zapojení je podobné tomu reálně aplikovanému v navrženém laboratorním zdroji. Některé komponenty jsou ale nahrazeny ekvivalentně chovajícími se obvody (např. D/A převodníky jsou nahrazeny napěťovými zdroji) pro ulehčení simulace. Dalším důvodem výměny některých komponent je nedostupnost jejich modelu (např. operační zesilovače). Schéma zapojení je zachyceno na obrázku 42.



Obrázek 42: Schéma zapojení pro simulaci omezení výstupního proudu

Neinvertující zesilovač s operačním zesilovačem U4 má zesílení 10 a na jeho vstup je přivedeno napětí 3 V. Na svorce SET by tedy mělo být zesílené napětí 30 V, které se zrcadlí i na výstup zdroje. Na výstupu zdroje je připojen rezistor s odporem 60 Ω. Podle Ohmova zákona je proud tímto rezistorem

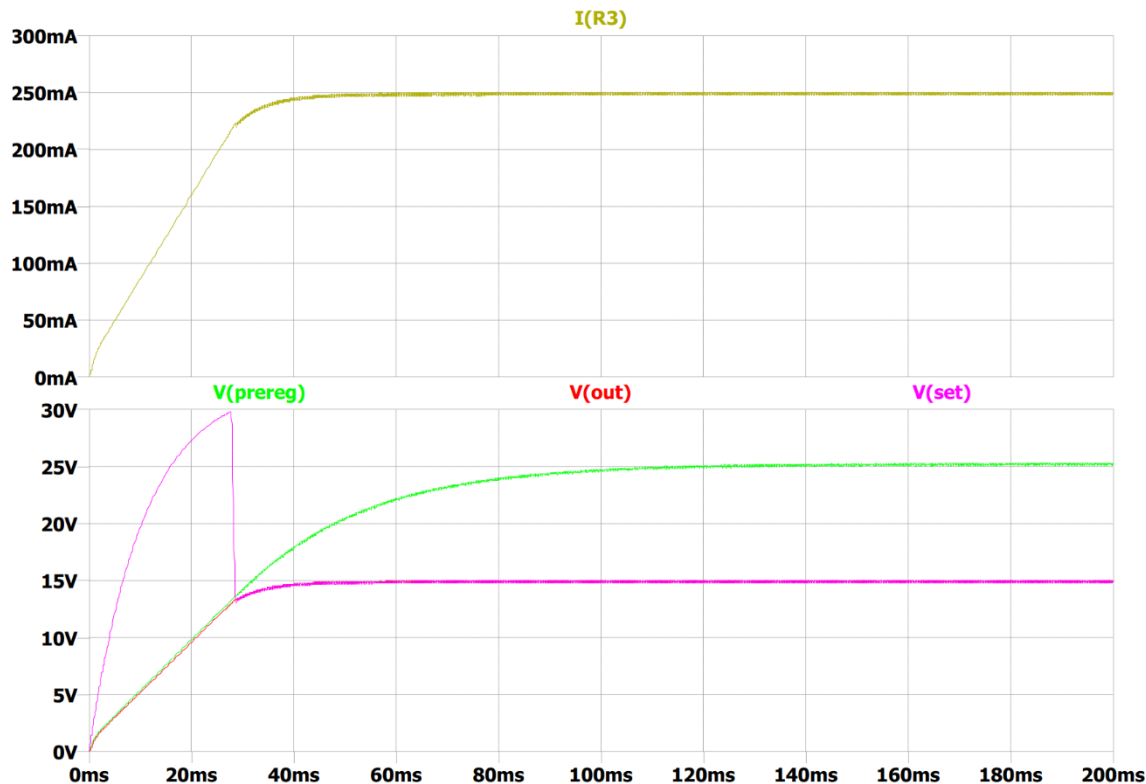
$$I_{R3} = \frac{U_{OUT}}{R_3} = \frac{30}{60} = 0,5 \text{ A.} \quad (2.47)$$

Na neinvertující vstup komparátoru U1 je přivedeno napětí 1 V, což odpovídá nastavení proudové limitace na $I_{lim} = 0,25 \text{ A}$. Pokud bude limitace výstupního proudu korektně pracovat, je očekávané výstupní napětí zdroje

$$U_{OUT,lim} = R_3 \cdot I_{lim} = 60 \cdot 0,25 = 15 \text{ V.} \quad (2.48)$$

Na obrázku 43 jsou zachyceny průběhy napětí v okamžicích po zapnutí zdroje. Po spuštění simulace napětí na svorce SET obvodu LT3080 krátce dosáhlo cílových 30 V, protože rychlost nárustu napětí na výstupu zdroje je limitována hodnotou kapacity připojeného kondenzátoru. Když však výstupní napětí dosáhlo napětí 15 V a proud rezistorem R_3 , jenž je připojený k výstupu zdroje, dosáhl 0,25 A, došlo k zafungování limitace výstupního proudu a ten se dále nezvyšoval. Výstupní napětí zdroje se tedy ustálilo na hodnotě přibližně 15 V namísto cílových 30 V.

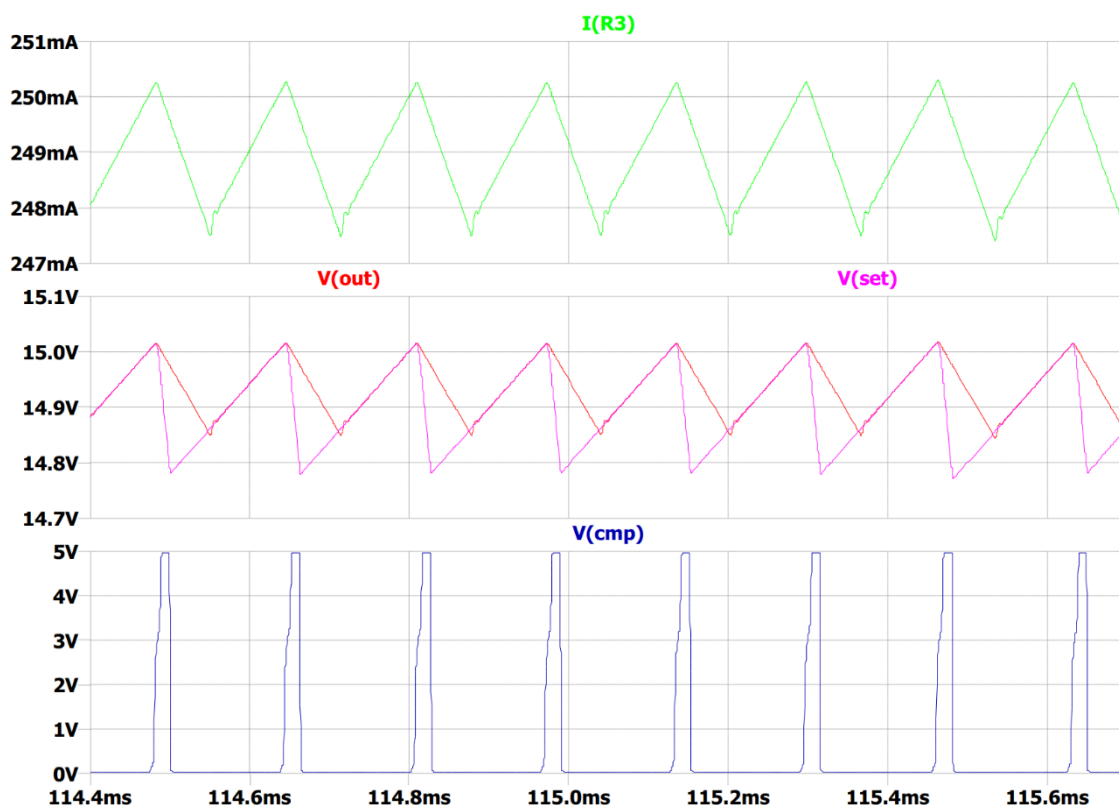
Z tohoto obrázku je rovněž patrná korektní funkce předregulace napájecího napětí. Napětí označené jako $V(\text{prereg})$, které je výstupem stabilizátoru LM317 a zároveň vstupním napětím pro stabilizátor LT3080, je po ustálení rovno 25 V, což je o 10 V více než výstupní napětí zdroje $V(\text{out}) = 15 \text{ V}$.



Obrázek 43: Průběhy napětí na výstupu zdroje (červeně), na svorce SET (růžově) a na výstupu předregulátoru LM317 (zeleně) a průběh proudu skrz rezistor R3 (hnědě)

Situace zachycená na obrázku 43, ve které je napětí na svorce *SET* značně vyšší než výstupní napětí stabilizátoru, není v reálném obvodu žádoucí. Katalogový list obvodu LT3080 uvádí, že rozdíl mezi těmito napětími může být maximálně 0,3 V, a pokud je tato hodnota dlouhodobě překračována, může to vést ke zničení stabilizátoru [22]. V navrženém obvodu jsou proto mezi svorky *SET* a *OUT* umístěny antiparalelně zapojené Schottkyho diody s nízkým úbytkem napětí v propustném směru, jež zamezují velkému rozdílu napětí mezi těmito vývody.

Obrázek 44 poskytuje detailnější pohled na průběh výstupního napětí a proudu ve stavu proudové limitace. Z výsledků je patrné, že když se výstupní proud přiblíží hodnotě 250 mA, dojde k přepnutí výstupu komparátoru do logické úrovně 1 (odpovídá 5 V), otevře se jím ovládaný MOSFET tranzistor a napětí na svorce *SET* začne klesat k nulové hodnotě. Výstupní napětí zdroje tuto změnu kopíruje až do okamžiku, kdy vlivem klesajícího napětí klesne i výstupní proud dostatečně pod hodnotu nastaveného proudového limitu a výstup komparátoru se vrátí do logické úrovně 0. Výstupní napětí má ve stavu proudového omezení trojúhelníkový průběh, což je ale akceptovatelné, jelikož tato situace obvykle nenastává při běžném provozu laboratorního zdroje, ale spíše při zkratu nebo jiném problému v připojené zátěži.



Obrázek 44: Průběhy napětí na výstupu zdroje (červeně), na svorce SET (růžově), na výstupu komparátoru (modře) a průběh proudu rezistorem R_3

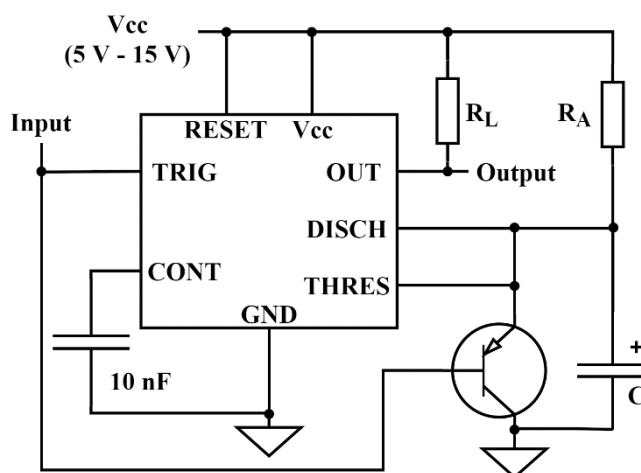
2.4.4 Signalizace stavu proudové limitace

Stav, ve kterém proud dodávaný do zátěže dosáhne nastaveného proudového limitu, velice často znamená nějakou poruchu v připojeném obvodu (například zkrat), a tak je důležité o této skutečnosti uživatele jednoznačně informovat. V navrženém zdroji je to možné hned několika způsoby. Základní signalizace je realizována rozsvícením signalizační LED diody u příslušného kanálu zdroje. Zároveň je signál o dosažení proudového limitu odeslán do mikrokontroleru, který může zobrazit varovnou zprávu na displeji, nebo dokonce i spustit akustické upozornění pomocí připojeného piezoelektrického akustického měniče.

V předchozích podkapitolách byla popisována funkce obvodu omezujícího velikost výstupního napětí. Jednou z hlavních komponent v tomto obvodu je komparátor, který se v případě stavu proudové limitace neustále překlápí s určitou frekvencí, což se prostřednictvím ním ovládaného unipolárního tranzistoru projeví v periodickém poklesu napětí na svorce SET lineárního stabilizátoru LT3080, a tedy i v poklesu výstupního napětí. Výstup komparátoru není možné samo o sobě použít k signalizaci stavu proudové limitace, jelikož připojená signalizační LED dioda by problikávala s různou frekvencí a na uživatele by působila rušivě (viz obrázek 44). Výstupní signál komparátoru ale může být využit ke spuštění časovače, který se na určitou dobu po příchodu pulsu nastaví do logické úrovně vhodné pro řízení signalizační LED diody (například na 10 ms). Každý další příchozí puls poté může restartovat dobu, kterou časovač odměřuje. Výstup časovače je tudíž od počátku stavu proudové limitace až do jeho konce v ideálním případě neměnný a LED dioda neproblikává.

Jelikož naprostá přesnost takového časovače není zcela nutnou podmínkou, je k jeho konstrukci využit integrovaný obvod NE555. Tento integrovaný obvod má celou řadu využití, ale pro požadovanou funkci je upraveno klasické zapojení monostabilního klopného obvodu. Monostabilní klopný obvod má pouze jeden stabilní stav, ze kterého je sice možné obvod překlopit do stavu nestabilního, ale v tomto nestabilním stavu výstup vydrží pouze určitou dobu, po jejímž uplynutí se vrací zpět do stabilního stavu. Doba, po kterou se obvod nachází v nestabilním stavu, je u obvodů typu 555 určena volbou externího kondenzátoru, který je nabíjen proudem tekoucím přes rezistor. Volbou velikosti odporu a kapacity těchto dvou prvků je možné změnit délku výstupního pulsu.

Klasické monostabilní zapojení není pro dosažení požadované funkce dostatečné, protože neumožňuje restartování časovacího intervalu při příchodu dalšího spouštěcího pulsu na vstup *TRIG* při již aktivním dříve spuštěném časování. Aby byl časovací kondenzátor při každém přichodícím pulsu znovu vybit a časování tedy začínalo pokaždé od začátku, je možné do obvodu přidat tranzistor ve funkci spínače. Při příchodu spouštěcího pulsu se tranzistor krátce otevře a vybijí časovací kondenzátor. Navržené zapojení je inspirované zapojením přímo z katalogového listu obvodu NE555, kde je popisováno využití tohoto integrovaného obvodu jako detektoru chybějících pulsů [35].

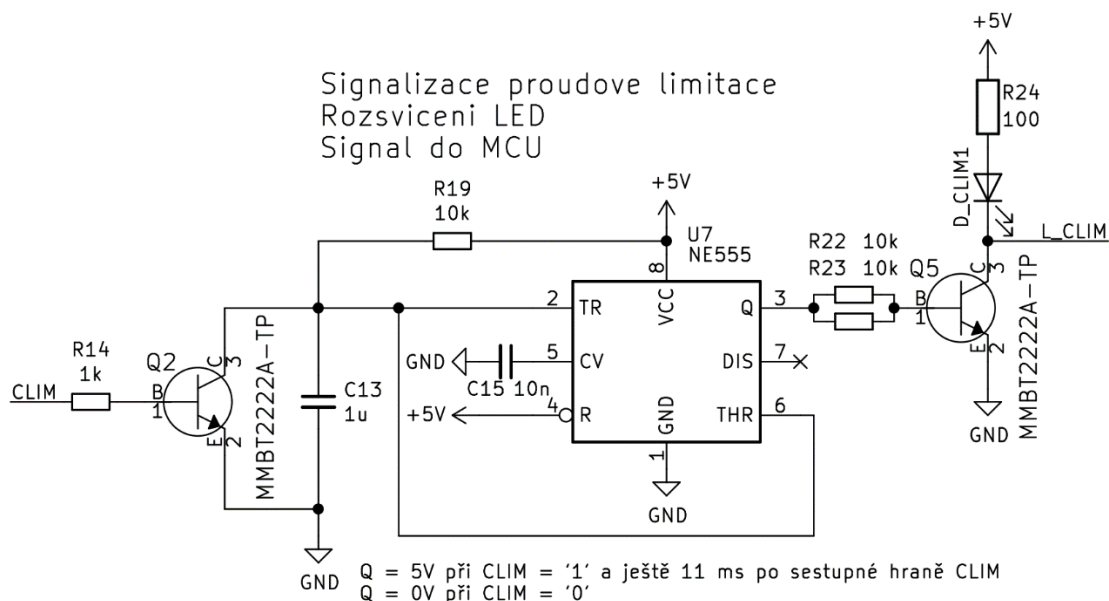


Obrázek 45: Integrovaný obvod 555 jako detektor chybějících pulsů [35]

Na vstup obvodu z obrázku 45 přichází sekvence pulsů a obvod NE555 hlídá, jestli vstupní signál nezůstane až příliš dlouhou dobu v logické úrovni 1. Pokud je signál příliš dlouho v této logické úrovni, dojde k nabití časovacího kondenzátoru *C* na napětí rovné dvou třetinám napájecího napětí, což způsobí překlopení výstupu *OUT* do logické úrovně 0. Doba, za kterou napětí na kondenzátoru dosáhne této hodnoty, je přibližně [35]

$$t = 1,1 \cdot R_A \cdot C \quad [\text{s}]. \quad (2.49)$$

Vzhledem k tomu, že signál z komparátoru v navrženém zdroji je v normálním stavu v logické úrovni 0 a pouze ve stavu proudové limitace se jeho výstup periodicky překlápí mezi stavem log. 0 a log. 1, je ve výsledném schématu na obrázku 46 PNP tranzistor nahrazen NPN tranzistorem a výstup *DISCH* obvodu NE555 zůstává nepřipojen. Tyto změny zabezpečují, že první puls v logické 1 na vstupu *CLIM* vybijí časovací kondenzátor a následný návrat do logické 0 spustí časování. Každý další puls při již probíhající časování znovu vybijí kondenzátor a časování začíná od začátku.



Obrázek 46: Resetovatelný časovač s obvodem 555 na signalizaci dosažení proudové limitace

Výstup *Q* (nebo *OUT*) obvodu NE555 je od počátku časování udržován v logické úrovni 1 do doby, než napětí na kondenzátoru dosáhne dvou třetin napájecího napětí. Vývod *DIS* (nebo *DISCH*) je odpojen, aby po dosažení tohoto napětí nedošlo k opětovnému vybití časovacího kondenzátoru a samovolnému opětovnému spuštění časovače. Hodnoty časovacích komponent $R_A = 1 \text{ k}\Omega$ a $C = 10 \text{ }\mu\text{F}$ byly zvoleny tak, aby podle rovnice (2.49) výstup obvodu NE555 zůstal v nestabilním stavu po dobu

$$t = 1,1 \cdot R_A \cdot C = 1,1 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 11 \text{ ms.} \quad (2.50)$$

Během této doby je výstup obvodu NE555 v log. 1, což způsobí otevření připojeného tranzistoru a rozsvícení LED diody. Kromě LED diody je do kolektoru tranzistoru připojen i konektor sloužící k přivedení tohoto signálu do mikrokontroléru. Díky tomuto signálu může být například spuštěno akustické upozornění na stav proudové limitace.

2.4.5 Měření výstupního napětí a výstupního proudu

K měření výstupního napětí a výstupního proudu tekoucího do zátěže jsou využity analogově digitální převodníky (A/D nebo též ADC). A/D převodník vzorkuje vstupní napětí a přiřazuje k němu patřičnou digitální hodnotu, kterou následně může odeslat do mikrokontroléru pro další zpracování.

K tomuto účelu byl zvolen dvanáctibitový A/D převodník MCP3202 od firmy Microchip. Výhodou převodníku je přítomnost dvou vstupních kanálů, což umožní měření jak výstupního napětí, tak i výstupního proudu v jednom integrovaném obvodu. Tento převodník pracuje se vstupními napětími až do 5,5 V. Jeho napájecí vstup je zároveň vstupem pro externí napěťovou referenci, vůči které budou při převodu výstupní data vztaženy. V navrženém zapojení je využita napěťová reference MCP1541, která poskytuje vysoce stabilní napětí $U_{REF} = 4,096$ V. Napěťové reference obvykle nejsou určené k napájení dalších obvodů, ale tento obvod dokáže dodat proud až 2 mA při minimální změně výstupního napětí. Výrobce deklaruje pokles napětí o 1 mV při odběru proudu 2 mA z reference [34]. Proudová spotřeba zvoleného A/D převodníku je přitom maximálně 550 μ A, takže může být touto referencí bez problému napájen [41].

Před připojením na vstupy A/D převodníku musí být vstupní signály přizpůsobeny, aby jejich napětí nepřekročilo referenční/napájecí napětí 4,096 V, jinak by hrozilo zničení převodníku. K nastavení výstupního napětí je využit dvanáctibitový D/A převodník, jehož výstup je desetinásobně zesílen napěťovým zesilovačem (viz obrázek 47). Před dvanáctibitovým A/D převodníkem je naopak zařazen odporový dělič, který výstupní napětí zdroje opět desetinásobně zeslabí. V případě, že je výstupní napětí rovno 30 V, bude na vstupu A/D převodníku napětí 3 V a převodník toto napětí převede na digitální hodnotu podle rovnice [41]

$$D_O = \frac{4096 \cdot U_{IN}}{U_{REF}} = \frac{4096 \cdot 3}{4,096} = 3000 \quad [-], \quad (2.51)$$

kde D_O je výstupní digitální hodnota, U_{IN} je vstupní napětí A/D převodníku a U_{REF} je připojené referenční napětí (v tomto případě $U_{REF} = 4,096$ V). Z rovnice (2.51) plyne, že rozlišení převodníku je 1 mV, ale kvůli předřazenému napěťovému děliči je nejmenší rozlišitelná změna výstupního napětí zdroje rovna 10 mV. Před napěťovým děličem je rovněž zařazen sledovač, jehož výstupní napětí je v ideálním případě totožné s jeho vstupním napětím. Vstupní impedance operačního zesilovače je velmi vysoká, takže napěťový dělič nezatěžuje výstup napájecího zdroje. Sledovač má také ochrannou funkci, jelikož neumožní, aby jeho výstupní napětí bylo vyšší než jeho napájecí napětí. Na vstupu A/D převodníku se tedy nemůže objevit potenciálně destruktivní napětí v případě, že by na výstup zdroje bylo omylem připojeno napětí vyšší než 40 V z jiného zdroje. Operační zesilovač LM358B je k tomuto účelu opět vhodný především kvůli jeho nízké vstupní napěťové nesymetrii a vysokému rozsahu pracovních napětí.

Vout

Low offset OP Amp
U4B
LM358B

Vout mereni – 12bit ADC

Vout/10
omezeno 0 – 3V
0 – 3000 dec

4.096V
Cb10
100n
U_ADC1
MCP3202

R20
18k

Isense 2

Vsense 3

delic 1/10
10mV/bit

R21
2k

C23
100n

C16
100p

GND

Vdd

Vss

CH0

CH1

MUX

ADC

CNTRL

CLK 7 SCK

Dout 6 MISO

Din 5 MOSI

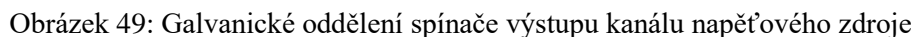
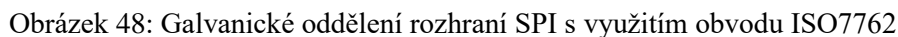
CS/SHDN 1 CS_ADC1

GND

2.5 Galvanické oddělení komunikační sběrnice

Oba kanály zdroje využívají sdílené sériové rozhraní SPI, které ke své funkci potřebuje až 4 vodiče. Komunikaci po sběrnici řídí mikrokontrolér (*master*) a ten určuje, která z připojených periférií (*slave*) s ním má komunikovat nastavením příslušné logické úrovně na vývodu *CS* (*chip select*, nebo též *SS* = *slave select*). Vodiče, po kterých probíhá samotná komunikace, jsou pro všechna zařízení sdílena, ale každé zařízení má vlastní vstup *CS*, kterým se rozliší, komu jsou data určena. Společné signály bývají označovány jako *MOSI* (*Master out, slave in* – výstupní data z mikrokontroléru), *MISO* (*Master in, slave out* – výstupní data z periférií) a *SCK* (*Clock* – hodinový signál).

Obvod ISO7762 dokáže přenést data až do přenosové rychlosti 100 Mbit/s, což značně převyšuje požadavky A/D a D/A převodníků i možnosti zvoleného mikrokontroléru [42]. Šest přenosových kanálů je rozděleno na 4 kanály přenášející signál v jednom směru a dva kanály přenášející signály v opačném směru (viz schématická značka na obrázku 48). Tento počet je ideální pro všechny SPI signály (*MOSI*, *MISO*, *CS_{ADC}*, *CS_{DAC}*) a ještě zbývá jeden volný kanál pro přenos signálu o dosažení stavu proudové limitace (*CLIM*).



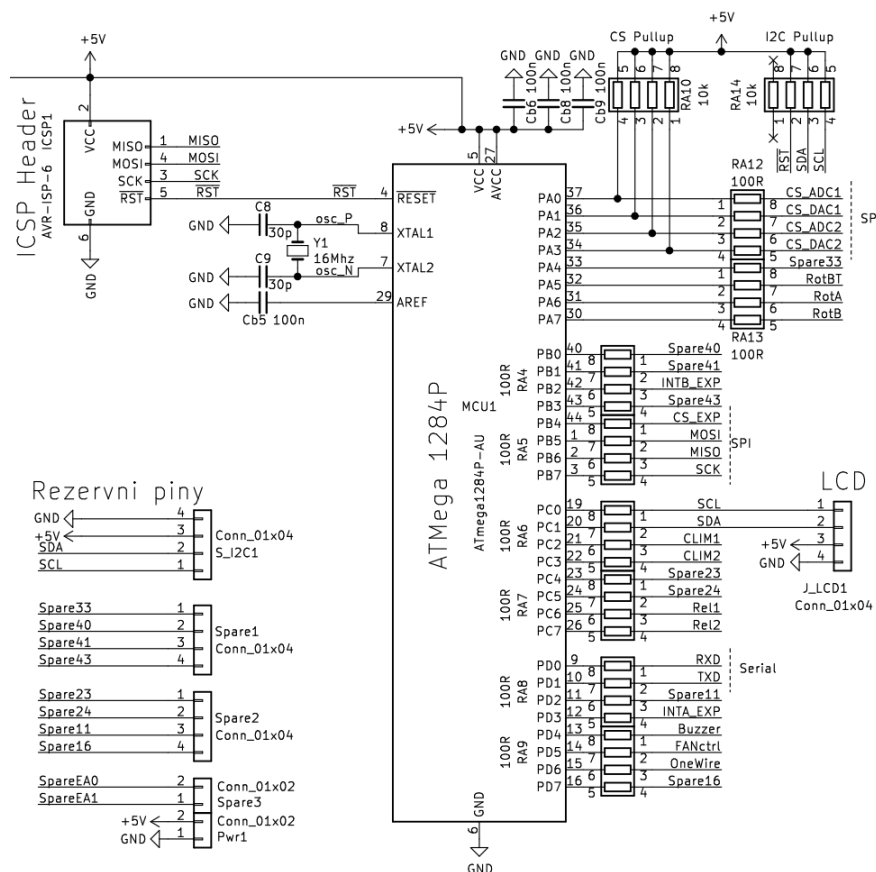
63

2.6 Mikrokontrolér

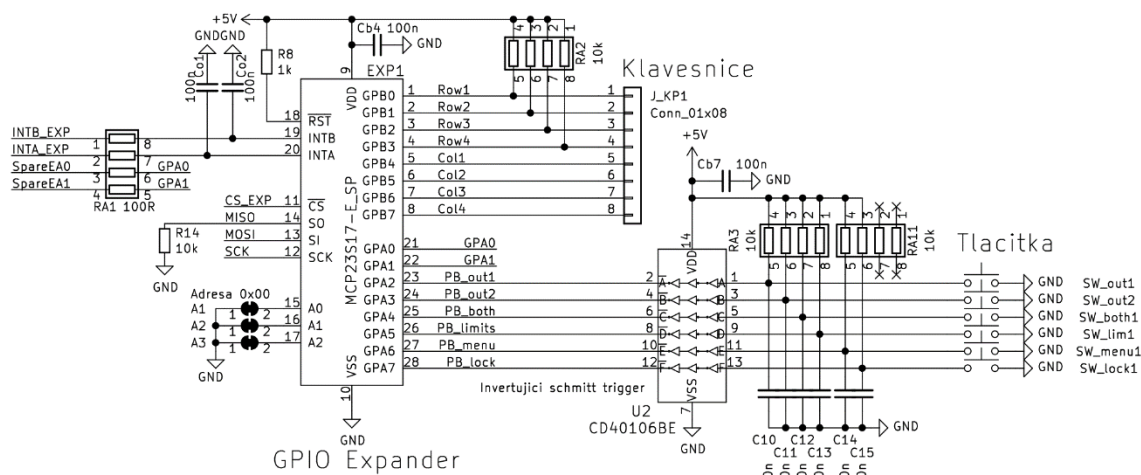
Celý navržený laboratorní zdroj je řízen jedním mikrokontrolérem, který komunikuje s oběma kanály zdroje (nastavení a měření napětí a proudu), monitoruje teploty výkonových součástek, zpracovává požadavky uživatele (stisk tlačítek, klávesnice), řídí rychlost ventilátorů a tak dále. Jedná se tedy o podstatnou součást zdroje, přičemž velmi důležitá je i kvalita v něm nahraného programu. Při výběru vhodného mikrokontroleru byly zohledněny především následující parametry: počet vstupně/výstupních rozhraní (I/O), počet potřebných komunikačních sběrnic (SPI, I2C...), počet PWM výstupů (výstupy podporující pulsně šířkovou modulaci signálu), počet vstupů podporujících externí přerušování, předchozí zkušenosti s daným typem mikrokontrolerů a pouzdro mikrokontroleru. Samozřejmě je vhodné zvolit mikrokontrolér s dostatečným množstvím paměti, ale potřebnou velikost je před napsáním samotného programu obtížné stanovit.

Na základě uvedených parametrů a předchozích zkušeností s AVR architekturou byl vybrán mikrokontrolér ATmega1284P od firmy Microchip (dříve Atmel). Jedná se o osmibitový mikrokontrolér s 32 I/O rozhraními (6 z nich podporuje PWM). Pracovní frekvence může být až 20 MHz při napájecím napětí 5 V [43]. Obsahuje rozhraní SPI, I2C a dokonce 2 sériové UART rozhraní, z nichž každé bude ve zdroji využito. Kvůli předpokládanému ručnímu pájení je rovněž výhodné 44 vývodové TQFP pouzdro. Zapojení vývodů mikrokontroléru je zachyceno na obrázku 50.

Navzdory velkému počtu I/O rozhraní je v zapojení rovněž využit expandér I/O rozhraní, který s mikrokontrolérem komunikuje po sběrnici SPI. Zvolený I/O expandér MCP23S17 rozšiřuje využitelný počet I/O rozhraní o dalších 16. K tomuto integrovanému obvodu jsou připojeny vstupní zařízení (tlačítka a klávesnice), kterými uživatel ovládá laboratorní zdroj. Obsluha klávesnice a tlačítek nemusí proběhnout okamžitě, takže nevádí že nejsou připojeny přímo do mikrokontroléru. Využitím expandéru se navíc ušetří výpočetní čas mikrokontroléru, protože není zapotřebí periodicky kontrolovat, zda se stav těchto zařízení nezměnil. Tento expandér totiž umožňuje nastavit výchozí očekávaný stav všech jeho vstupních pinů a při detekci odchylky od tohoto stavu dokáže uložit stav vstupů do paměti a následně vyvolat přerušování mikrokontroléru, který tyto data dále zpracuje [44].



Obrázek 50: Zapojení mikrokontroléru ATmega1284P



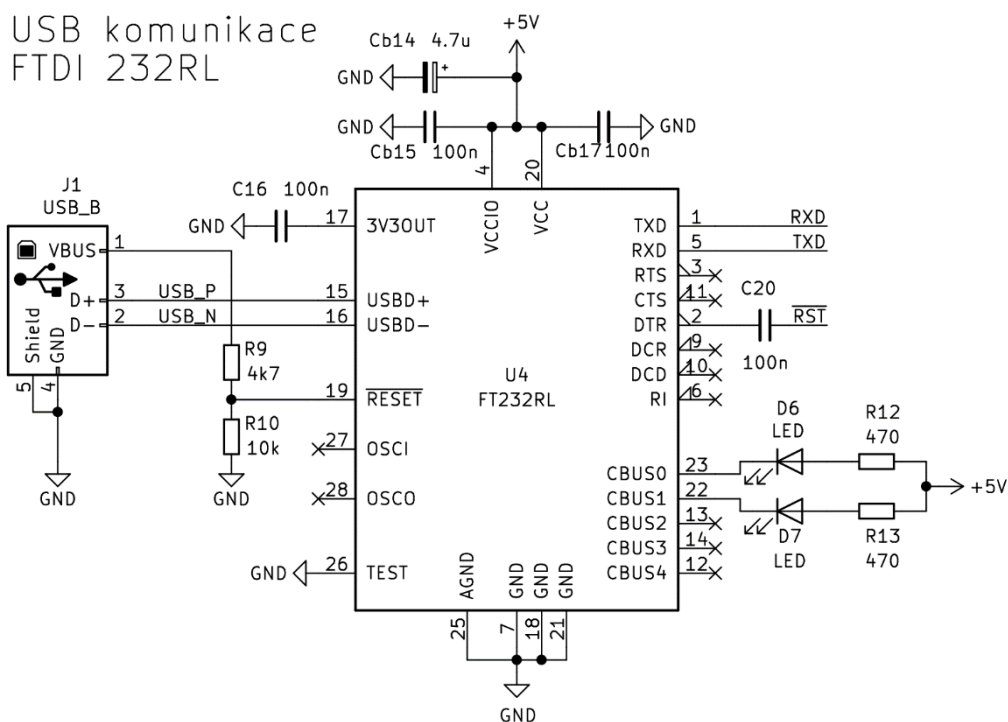
Obrázek 51: Expandér I/O rozhraní snímající stav klávesnice a tlačítek

Všechny vstupy tlačítek jsou ošetřeny proti zákrmitům kombinací kondenzátoru a Schmittova klopného obvodu s hysterezí (schéma je na obrázku 51). Zákrmity klávesnice jsou naopak ošetřeny v kódu mikrokontroléru. V tomto případě je to jednodušší, neboť při zjišťování, který znak na klávesnici je stisknutý, dochází k přepínání vstupních pinů na výstupní a naopak. Výrobce obvodu MCP23S17 dokonce přímo tento postup obsluhy klávesnice se šestnácti znaky doporučuje [45].

2.6.1 Komunikace s počítačem

Vhodným rozhraním pro komunikaci mikrokontroléru s počítačem je univerzální sériová sběrnice USB, kterou jsou v dnešní době vybaveny v podstatě všechny počítače. Zvolený mikrokontroler ATmega1284P však tímto rozhraním nedisponuje. Naštěstí na trhu existuje řada zavedených převodníků, mezi které patří například obvod FT232RL od společnosti FTDI.

Integrovaný obvod FT232RL provádí obousměrný převod mezi sériovou UART komunikací z mikrokontroléru a USB rozhraním počítače. Kromě toho má několik funkcí, které nejsou k funkci samotného převodníku potřebné. Integrovaný fixní napěťový stabilizátor s výstupním napětím 3,3 V lze použít k napájení externího mikrokontroléru a signál integrovaného oscilátoru lze vyvést na patřičné výstupy a využít jako zdroj hodinového signálu pro externí mikrokontrolér [46]. V navrženém zapojení však budou využity pouze víceúčelová I/O rozhraní tohoto obvodu, která lze nakonfigurovat tak, aby při probíhající komunikaci signalizovaly tuto skutečnost rozsvěcováním externích LED diod.



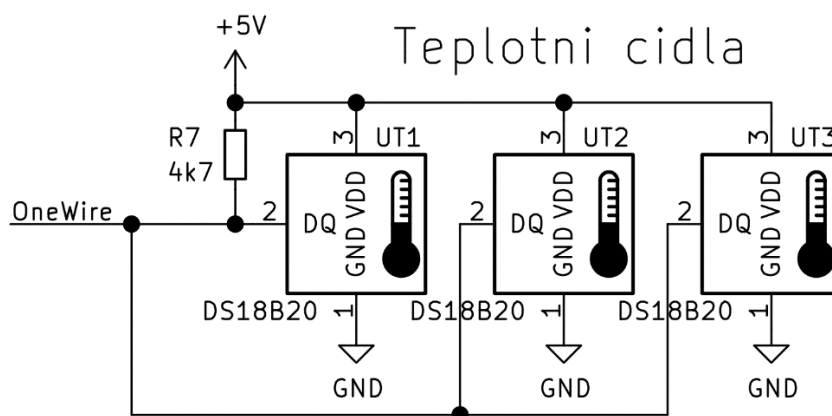
Obrázek 52: Převodník ze sériového UART rozhraní na USB pro komunikaci s PC

V katalogovém listu obvodu FT232RL jsou uvedena doporučená zapojení tohoto obvodu pro různé aplikace. V tomto zdroji je využito zapojení pro aplikace, které mají samostatné napájení a nevyžadují tak pro svou činnost napájení z USB sběrnice (viz obrázek 52). Aby naopak laboratorní zdroj nenapájel připojené USB zařízení přes tuto sběrnici, je zde zaveden dělič napětí ze signálu *VBUS*, který je snímán vstupem *RESET*. V případě, že je počítač, který je s laboratorním zdrojem propojen USB kabelem, vypnut, je signál *RESET* na vstupu FT232RL nastaven do logické 0. V tomto stavu obvod FT232RL nemůže dodávat do USB sběrnice napájení skrze *USB+* vývod, a tak je zabráněno nechtěnému napájení připojeného zařízení [46].

2.7 Monitorování teploty a řízení ventilátorů

Ačkoliv je v navrženém laboratorním zdroji snaha o minimalizaci ztrátového výkonu a s tím spojeného ztrátového tepla, je vhodné monitorovat teploty u výkonově nejzatíženějších součástí a v případě potřeby zvýšit účinnost chlazení celého zařízení zapnutím ventilátorů, které budou ve výsledném zdroji připojeny k větracím otvorům. Ve výchozím stavu je žádoucí mít ventilátory vypnuté kvůli redukci hluku zařízení. Po detekci zvyšující se teploty se mohou ventilátory aktivovat a postupně zvyšovat své otáčky.

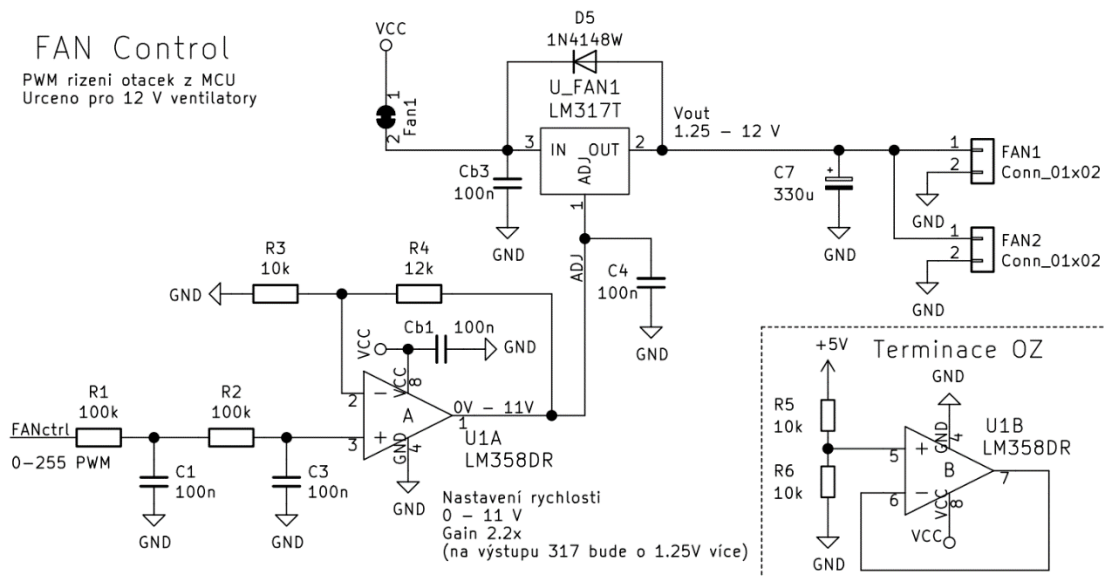
K monitorování teploty uvnitř krytu zdroje byly zvoleny teplotní čidla DS18B20 od společnosti Maxim Integrated. Tento senzor dokáže měřit teploty v rozsahu od $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $125\text{ }^{\circ}\text{C}$ s chybou maximálně $\pm 2\text{ }^{\circ}\text{C}$. Převod teploty na digitální hodnotu probíhá s nastavitelným rozlišením od 9 bitů do 12 bitů (rozlišení $0,5\text{ }^{\circ}\text{C}$ až $0,0625\text{ }^{\circ}\text{C}$). Vyšší rozlišení znamená i delší dobu převodu. Výstupní digitální hodnota je ve dvojkovém doplňku [47].



Obrázek 53: Obvodové zapojení teplotních čidel DS18B20

Značnou výhodou tohoto senzoru je komunikační sběrnice 1-Wire, která využívá k přenosu dat pouze jeden vodič. Zároveň má každý vyrobený integrovaný obvod unikátní 64bitové sériové číslo uložené v nevolatilní ROM paměti, což umožňuje připojit více obvodů na stejnou sběrnici a rozlišovat mezi nimi pomocí adresace. Tím se značně ušetří počet potřebných I/O rozhraní mikrokontroléru. Kromě jednoho datového vodiče je ke každému senzoru připojeno i napájení (celkem tři vodiče: 1-Wire, +5 V, 0 V – viz obrázek 53). Obvod rovněž umožňuje pouze dvouvodičové připojení senzorů, přičemž v tomto režimu je napájen přímo z datového vodiče.

Mikrokontrolér zpracovává data z teplotních čidel rozmístěných v různých pozicích krytu laboratorního zdroje a podle toho může řídit rychlost ventilátorů. Navržený obvod je určený pro ty nejjednodušší ventilátory, jež mají pouze napájecí přívody (s napájecím napětím maximálně 12 V). Lineární napěťový stabilizátor LM317 však lze nastavit i pro napájení 5V ventilátorů. Výstupní napětí stabilizátoru je nastaveno pomocí operačního zesilovače a PWM výstupu z mikrokontroléru. Mikrokontrolér řídí výstupní napětí stabilizátoru, které má vliv na otáčky připojených ventilátorů. Celé obvodové zapojení je na obrázku 54.

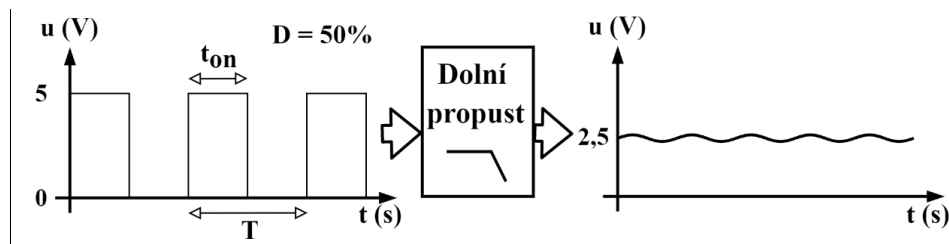


Obrázek 54: Řízení rychlosti otáček ventilátorů PWM signálem z mikrokontroléru

Nejjednodušším způsobem řízení by bylo využít digitálně analogový převodník, jehož výstup by byl následně zesílen a využit k ovládání napětí dodávaného na vstup ventilátorů. Zvolený mikrokontrolér ATmega1284P ale neobsahuje žádný D/A převodník. K podobnému účelu je ale možné využít výstup mikrokontroléru podporující pulsně šířkovou modulaci (PWM). PWM spočívá v generování obdélníkového signálu s konstantní frekvencí, ale říditelnou střídou. Střída D je určena poměrem doby, po kterou je obdélníkový signál na výstupu v logické úrovni 1 (t_{on}) oproti periodě signálu T a bývá uváděna v procentech

$$D = \frac{t_{on}}{T} \cdot 100 = t_{on} \cdot f \cdot 100 \quad [\%]. \quad (2.52)$$

Střída 100 % znamená, že je signál neustále v logické úrovni 1. Frekvence f používaných PWM signálů obvykle bývají v řádu stovek až tisíců hertzů [43]. Stejnoseměrné napětí říditelné hodnotou střídy tohoto obdélníkového signálu je možné získat s využitím integračního článku. Integrační článek se vyznačuje charakteristikou filtru typu dolní propust (potlačuje složky s frekvencí vyšší než mezní kmitočet filtru) a lze jej sestavit z jednoduchého RC článku. Při návrhu hodnot odporů a kapacit komponent je zapotřebí dbát na to, aby mezní frekvence daného článku byla mnohem nižší než frekvence vstupního signálu. Integrací obdélníkového vstupního napětí podle času se získá trojúhelníkový signál se stejnou frekvencí. Čím menší je mezní frekvence RC článku oproti frekvenci vstupního signálu, tím nižší bude amplituda výstupního trojúhelníkového signálu, protože napětí na kondenzátoru se vlivem vysoké hodnoty kapacity kondenzátoru nebo odporu rezistoru nestíhá dostatečně rychle měnit. V navrženém zapojení jsou zapojeny dva integrační články za sebou (RC filtr druhého řádu), takže výstupní trojúhelníkový signál prvního stupně je integrován druhým stupněm, jehož výstupní napětí je pak sinusový signál. Velmi nízká mezní frekvence navržených RC článků znamená, že výstupní sinusový signál bude mít velmi malou amplitudu a lze jej tak považovat za stejnosměrné napětí s určitou hodnotou zvlnění. Toto zvlnění je patrné i na ilustračním obrázku 55.



Obrázek 55: Vytváření stejnosměrného napětí z PWM signálu [48]

Hodnotu stejnosměrného napětí U_{fo} na výstupu RC filtru druhého řádu lze přibližně vypočítat rovnicí [48]

$$U_{fo} = \frac{D}{100} \cdot U_{OH} \quad [\text{V}], \quad (2.53)$$

kde U_{OH} je výstupní napětí PWM signálu z mikrokontroléru odpovídající logické úrovni 1. Zvlnění výstupního napětí je způsobeno potlačenými vyššími harmonickými složkami vstupního signálu. V ideálním případě by na výstupu byla přítomna pouze jeho stejnosměrná složka. Mezní frekvence f_m RC filtru druhého řádu (typu dolní propust) je dána rovnicí [48]

$$f_m = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{R_1 \cdot C_1 \cdot R_2 \cdot C_2}} \quad [\text{Hz}], \quad (2.54)$$

kteřá v případě shodných hodnot odporů a kapacit přechází do tvaru

$$f_m = \frac{1}{2\pi RC} \quad [\text{Hz}]. \quad (2.55)$$

Aby bylo dosaženo dostatečně nízkého mezního kmitočtu pro docílení integrace vstupního signálu, byly zvoleny hodnoty $R = 100 \text{ k}\Omega$ a $C = 100 \text{ nF}$. Mezní frekvence takového filtru je

$$f_m = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 15,92 \text{ Hz}. \quad (2.56)$$

Frekvence PWM signálu z mikrokontroléru je 490 Hz, což je mnohonásobně vyšší než vypočtená mezní frekvence filtru. Protože je mikrokontrolér napájen 5 V zdrojem, bude se výstupní napětí filtru pohybovat podle rovnice (2.53) v rozsahu od 0 V do 5 V v závislosti na nastavené střídě.

Výstup stabilizátoru LM317 je udržován na napětí o 1,25 V vyšším, než je napětí připojené k jeho vývodu *ADJ* (popisováno v kapitole 1.2.2). V navrženém zdroji je výstup filtru připojen na neinvertující zesilovač se ziskem

$$A = 1 + \frac{R_4}{R_3} = 1 + \frac{12 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} = 2,2, \quad (2.57)$$

což při střídě 100 % znamená, že se na vstupu zesilovače objeví napětí přibližně 5 V a na jeho výstupu bude nastaveno napětí 11 V. Výstupní napětí stabilizátoru je pak o 1,25 V vyšší, což znamená maximální výstupní napětí 12,25 V (a minimální 1,25 V).

2.8 Výpočet parametrů chladiče

Z hlediska návrhu chlazení jsou důležité parametry pouzdra vybraného stabilizátoru, zejména jeho tepelný odpor. Stabilizátor LT3080 se vyrábí ve více pouzdrech, ale z důvodu jednodušší montáže chladiče oproti povrchově montovaným pouzdřům bylo zvoleno vývodové pouzdro TO-220. Výrobce deklaruje hodnotu tepelného odporu mezi křemíkovým čipem a povrchem pouzdra $R_{\theta JC1} = 3 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$. Vzhledem k tomu, že obvod LT3080 má dva vstupní napájecí vývody (*IN* a *V_{CONTROL}*), je vhodné počítat hodnotu celkového ztrátového výkonu na součástce jako součet dílčích ztrátových výkonů. Pro výpočet ztrátového výkonu řídicí části stabilizátoru platí vztah

$$P_{CONTROL} = (U_{CONTROL} - U_{OUT}) \cdot I_{CONTROL} \text{ [W]}, \quad (2.58)$$

kde $U_{CONTROL}$ napětí připojené k vývodu *V_{CONTROL}*, U_{OUT} je výstupní napětí stabilizátoru a $I_{CONTROL}$ je proud tekoucí do vývodu *V_{CONTROL}*. Podle katalogového listu lze velikost proudu $I_{CONTROL}$ přibližně stanovit jako [22]

$$I_{CONTROL} = \frac{I_{OUT}}{60} \text{ [A]}, \quad (2.59)$$

kde I_{OUT} je proud tekoucí z výstupní svorky stabilizátoru do zátěže. Výpočet ztrátového výkonu přeměňujícího se na teplo v sériovém regulačním tranzistoru lze provést vztahem

$$P_{REGULACE} = (U_{IN} - U_{OUT}) \cdot I_{OUT} \text{ [W]}, \quad (2.60)$$

kde U_{IN} je napájecí napětí připojené ke svorce *IN*. Celkový ztrátový výkon je pak dán jako součet těchto dílčích částí

$$P_{LT3080} = P_{CONTROL} + P_{REGULACE} = (U_{CONTROL} - U_{OUT}) \cdot \frac{I_{OUT}}{60} + (U_{IN} - U_{OUT}) \cdot I_{OUT} \text{ [W]}. \quad (2.61)$$

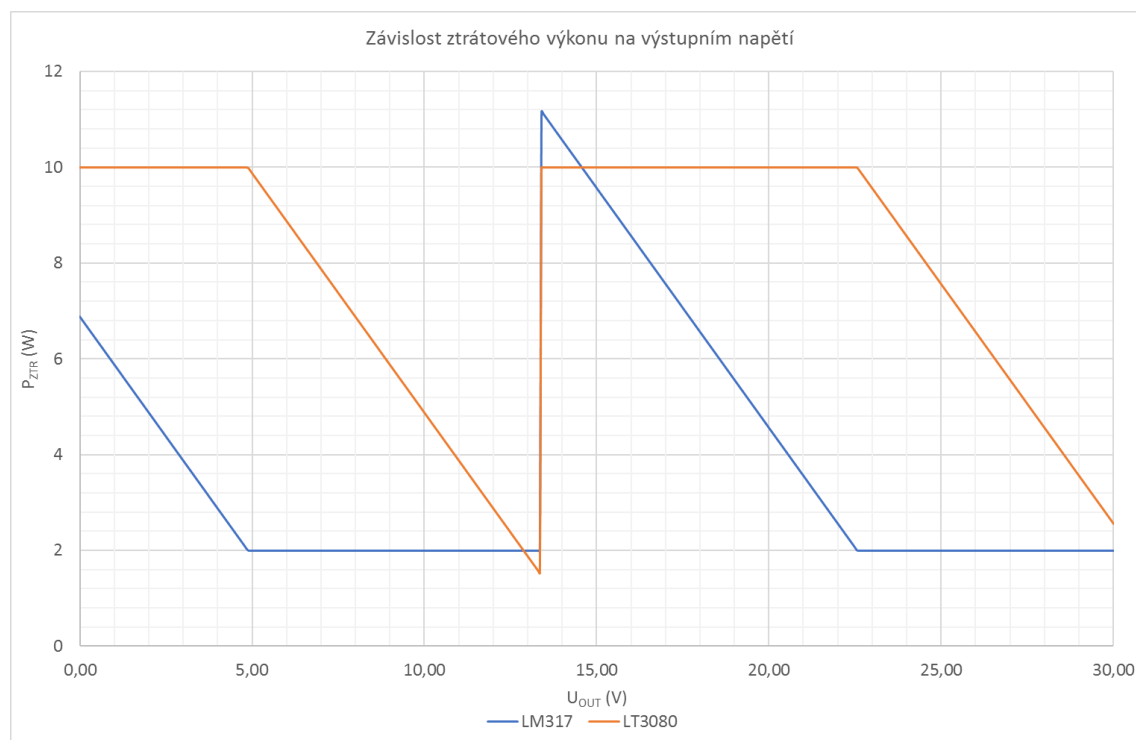
Dalším podstatným parametrem je teplota, při které nastává spuštění ochranných obvodů, jenž zachraňují stabilizátor před zničením. U stabilizátoru LT3080 je to teplota $\vartheta_{Jmax1} = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$, která nesmí být za normálního provozu překročena, jinak by se výstup zdroje choval nepředvídatelně [22].

Před obvodem LT3080 je předřazený stabilizátor LM317, který rovněž vyžaduje přídavné chlazení. Tento stabilizátor je vyráběn v pouzdře TO-220, jehož tepelný odpor je $R_{\vartheta JC2} = 4,2\text{ K}\cdot\text{W}^{-1}$ [11]. Tento integrovaný obvod pracuje až do teploty $\vartheta_{Jmax2} = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$. Ztrátový výkon obvodu LM317 lze vypočítat rovnicí

$$P_{LM317} = (U_{IN} - U_{OUT}) \cdot I_{OUT} \text{ [W]}. \quad (2.62)$$

Vzhledem k přítomnosti obvodů zajišťujících přepínání hodnoty napájecího napětí stabilizátorů, a také kvůli činnosti předregulátoru napájecího napětí, není jednoduché určit nejhorší možný případ, na který musí být chladič dimenzovaný. Z tohoto důvodu byl vytvořen graf závislosti ztrátového výkonu na lineárních stabilizátorech LM317 a LT3080 v závislosti na výstupním napětí zdroje (viz obrázek 56). Na tomto grafu je patrný benefit předregulace napájecího napětí. Protože rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím stabilizátoru LT3080 nepřesáhne 10 V, je i maximální ztrátový výkon

$$P_{LT3080,max} = (U_{IN} - U_{OUT}) \cdot I_{OUT} = 10 \cdot 1 = 10\text{ W}. \quad (2.63)$$



Obrázek 56: Závislost ztrátového výkonu na výstupním napětí zdroje

Funkce obvodu zajišťujícího přepínání napájecího napětí je na obrázku 56 reprezentována skokovou změnou hodnoty ztrátového výkonu, která je důsledkem přepnutí napájecího napětí z $U_{DC1} = 16,88 \text{ V}$ na $U_{DC2} = 34,56 \text{ V}$ po dosažení výstupního napětí $U_{OUT} = 13,3 \text{ V}$ (prahové napětí komparátoru U_{th}). Právě po přepnutí rozsahu vstupního napětí je na stabilizátoru nejvyšší ztrátový výkon

$$\begin{aligned} P_{LM317,max} &= (U_{IN} - U_{pre}) \cdot I_{OUT} = \\ &= (U_{DC2} - (U_{OUT} + 10)) \cdot I_{OUT} = \\ &= (34,56 - (13,4 + 10)) \cdot 1 = 11,16 \text{ W} \end{aligned} \quad (2.64)$$

Před výpočtem potřebných parametrů chladiče je nutné stanovit nejvyšší teplotu prostředí uvnitř laboratorního zdroje ϑ_A . Zdroj je vybaven chladicími otvory a ventilátorem, takže se nepředpokládá přesáhnutí teploty $\vartheta_A = 30 \text{ °C}$. Kromě teplotních odporů jednotlivých součástek je rovněž nutné zvolit vhodnou izolační podložku vloženou mezi integrovaný obvod a chladič. Tepelný odpor zvolené podložky SIL-PAD K6 je pouze $R_{\vartheta CH} = 0,3 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$ [49]. Posledním potřebným údajem je maximální teplota čipu integrovaného obvodu ϑ_J , jenž musí být menší než teplota spuštění ochranných pojistek součástky ϑ_{Jmax} .

U stabilizátoru LT3080 nesmí teplota čipu překročit 125 °C , a proto byla zvolena maximální teplota $\vartheta_J = 110 \text{ °C}$. Aby to byl chladič schopný zajistit, musí být jeho tepelný odpor podle rovnice (1.28) menší než

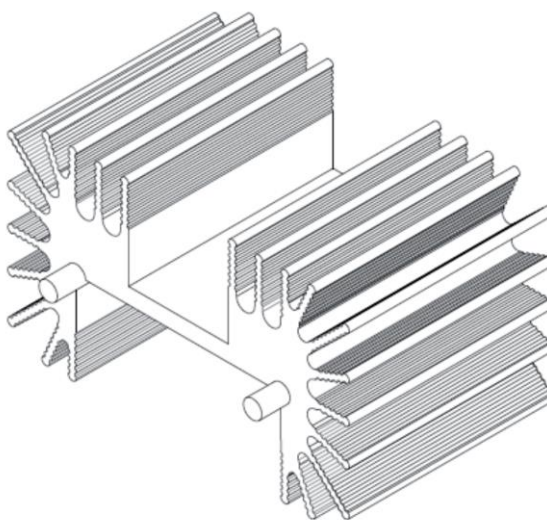
$$\begin{aligned} R_{\vartheta HA1} &= \frac{\vartheta_J - \vartheta_A}{P_{LT3080}} - R_{\vartheta JC1} - R_{\vartheta CH} = \frac{110 - 30}{10} - 3 - 0,3 \\ R_{\vartheta HA1} &= 4,7 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1} \end{aligned} \quad (2.65)$$

Pouzdro stabilizátoru LM317 má vyšší tepelný odpor a hodnota maximálního ztrátového výkonu přeměňujícího se na teplo je také vyšší, zvýšila se však i maximální pracovní teplota obvodu na 150 °C . Při návrhu chladiče byla opět zvolena nižší maximální teplota a to $\vartheta_J = 125 \text{ °C}$. Vyžadovaný tepelný odpor chladiče je

$$\begin{aligned} R_{\vartheta HA2} &= \frac{\vartheta_J - \vartheta_A}{P_{LM317}} - R_{\vartheta JC2} - R_{\vartheta CH} = \\ &= \frac{125 - 30}{11,16} - 4,2 - 0,3 = 4,01 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}. \end{aligned} \quad (2.66)$$

Kromě tepelného odporu hrály při výběru chladiče důležitou roli i jeho rozměry a jednoduchost montáže na pouzdro TO-220. Zvolený chladič s označením WMHP-HS-25A od společnosti TT Electronics se vyznačuje konstrukcí navrženou pro použití s pouzdry TO-220 a možností pevného propojení s deskou plošných spojů pomocí dvou vývodů. Zdrsněný povrch žebér umožňuje dosažení velmi nízkého tepelného odporu při zachování malých rozměrů a hmotnosti.

Podoba chladiče je zachycena na obrázku 57. Katalogový list uvádí tepelný odpor chladiče pro dvě situace. V první situaci, která se blíží ideálním provozním podmínkám, není proudění vzduchu okolo žebér chladiče ničím omezeno a tepelný odpor chladiče dosahuje $3,8 \text{ K.W}^{-1}$. Druhá situace se blíží reálným pracovním podmínkám. Chladič je umístěn na desce plošných spojů, která omezuje proudění vzduchu se spodní strany chladiče. V této situaci je tepelný odpor chladiče zvýšen na $R_{9HA} = 4,1 \text{ K.W}^{-1}$ [50]. Při návrhu desky plošných spojů lze umístit chladič těsně k jejímu okraji tak, aby proudění vzduchu okolo velké části jeho plochy nebylo omezeno samotnou DPS, a tak dosáhnout hodnoty tepelného odporu někde mezi výše uvedenými hodnotami.



Obrázek 57: Nákres chladiče WMHP-HS-25A [50]

Již v kapitole 1.4 bylo uvedeno, že tepelný odpor chladiče lze v případě potřeby dále redukovat nuceným prouděním vzduchu (např. pomocí ventilátoru). Podle katalogového listu klesne tepelný odpor chladiče na poloviční hodnotu (2 K.W^{-1}), pokud rychlost proudění vzduchu okolo jeho povrchu dosáhne 3 m.s^{-1} [50]. Navržený zdroj je vybaven systémem monitorování teploty, který v případě detekce rostoucí teploty těchto součástek může zvýšit rychlost otáček ventilátorů.

3 REALIZACE NAPÁJECÍHO ZDROJE

Tato kapitola se zabývá samotnou realizací napájecího zdroje od návrhu a osazení desek plošných spojů, přes návrh a výrobu krytu laboratorního zdroje až po měření výsledných charakteristik navrženého zdroje.

3.1 Návrh a osazení DPS

K návrhu desek plošných spojů byl stejně jako pro tvorbu schématu využit program KiCad. Cílem bylo vytvořit DPS menší než $100\text{ mm} \cdot 100\text{ mm}$, protože u některých výrobců zajišťují tyto rozměry výrazně nižší výrobní cenu. Aby bylo možné tyto rozměry zachovat, muselo dojít k rozdělení celého zapojení na více menších DPS.

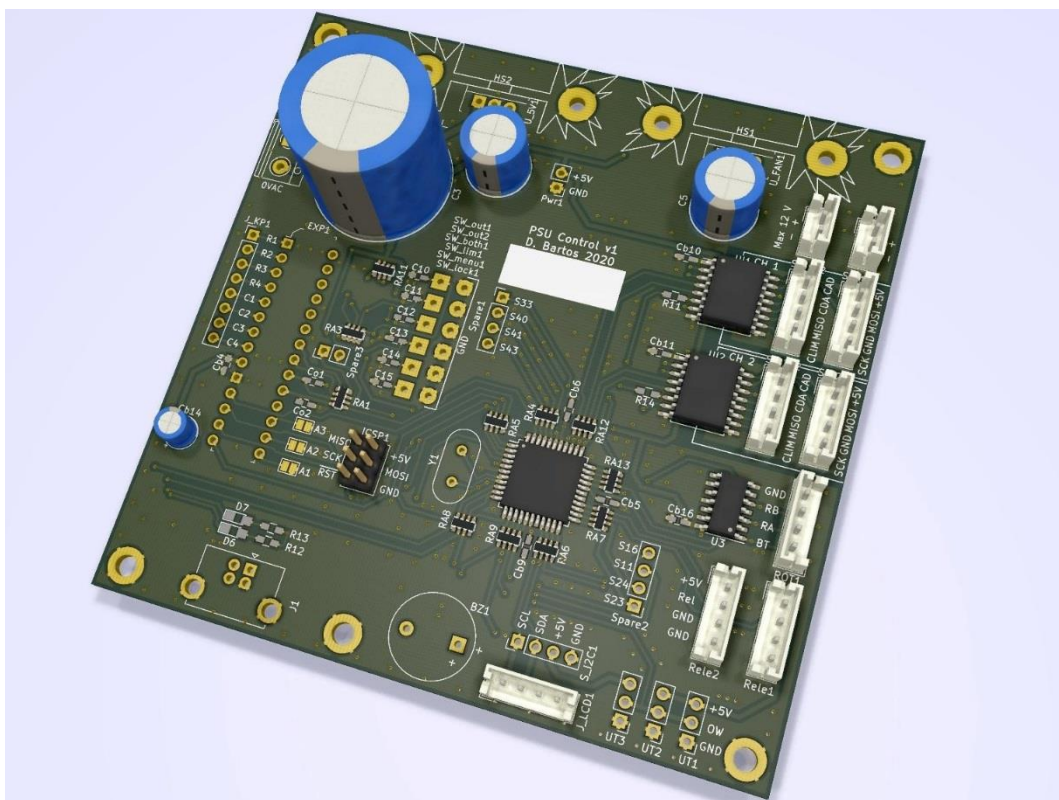
Schéma zdroje bylo rozděleno na společnou řídicí část s mikrokontrolérem a na schéma samostatného kanálu laboratorního zdroje, přičemž každá část má svou vlastní DPS. Výhodou je že oba kanály využívají dvě shodné desky plošných spojů, což zjednodušuje a zlevňuje jejich výrobu.

Délka a šířka některých vodivých cest na navržené DPS je kritická. Například vzdálenost mezi rezistorem sloužícím k měření výstupního proudu a vstupem přístrojového zesilovače INA827 musí být co nejkratší. Stejně tak musí být minimalizována vzdálenost mezi konektorem s výstupním napětím zdroje a vstupem A/D převodníku, jenž toto napětí měří. Nedodržení těchto zásad zvyšuje chybu měření těchto veličin kvůli možné vazbě rušení a nenulovému odporu vodivé cesty. Pozice součástek, jež jsou zatíženy největším ztrátovým výkonem a vyžadují externí chladič, jsou taktéž velmi podstatné, protože chladiče jsou jednou z největších součástek na DPS a značně ovlivňují rozmístění ostatních součástek (rozměry chladiče zabraňují umístění dalších komponent v této oblasti). Všechny tyto zásady byly aplikovány při návrhu DPS, jejichž 3D model vygenerovaný programem KiCad je na obrázcích 58 a 59.

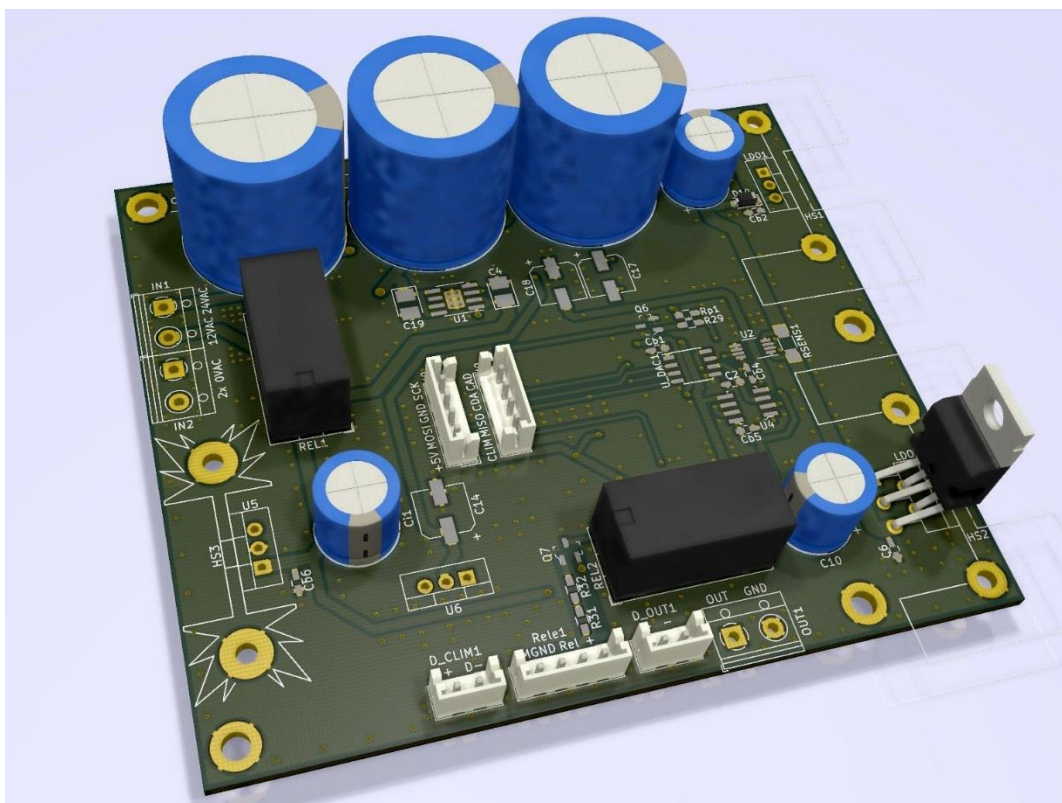
Ačkoliv některé 3D modely součástek na obrázcích chybí (např. konektory a chladiče), lze z nich vypožorovat, že součástky vyžadující chladiče byly umístovány k okrajům DPS, což umožňuje lepší proudění vzduchu obzvláště okolo těch chladičů, které okraj desky z velké části přesahují (viz obrázek 59 vpravo).

Součástky byly na vyrobené DPS osazovány a pájeny ručně, proto byl při jejich výběru kladen mimo jiné značný důraz na typ pouzdra. Postupovalo se od nejmenších SMD součástek po ty nejobjemnější vývodové součástky, kterými jsou filtrační kondenzátory připojené na výstup usměrňovačů.

Rozměry vytvořených DPS jsou $99\text{ mm} \cdot 99\text{ mm}$ u řídicí DPS a $99\text{ mm} \cdot 86\text{ mm}$ u každého kanálu zdroje. Celé schéma a výrobní podklady k vytvořeným DPS jsou k nalezení v elektronických přílohách práce. Fotografie osazených desek plošných spojů jsou v příloze A.1.



Obrázek 58: 3D model řídicí DPS se společným mikrokontrolérem



Obrázek 59: 3D model DPS s jedním kanálem laboratorního zdroje

3.2 Kryt laboratorního zdroje

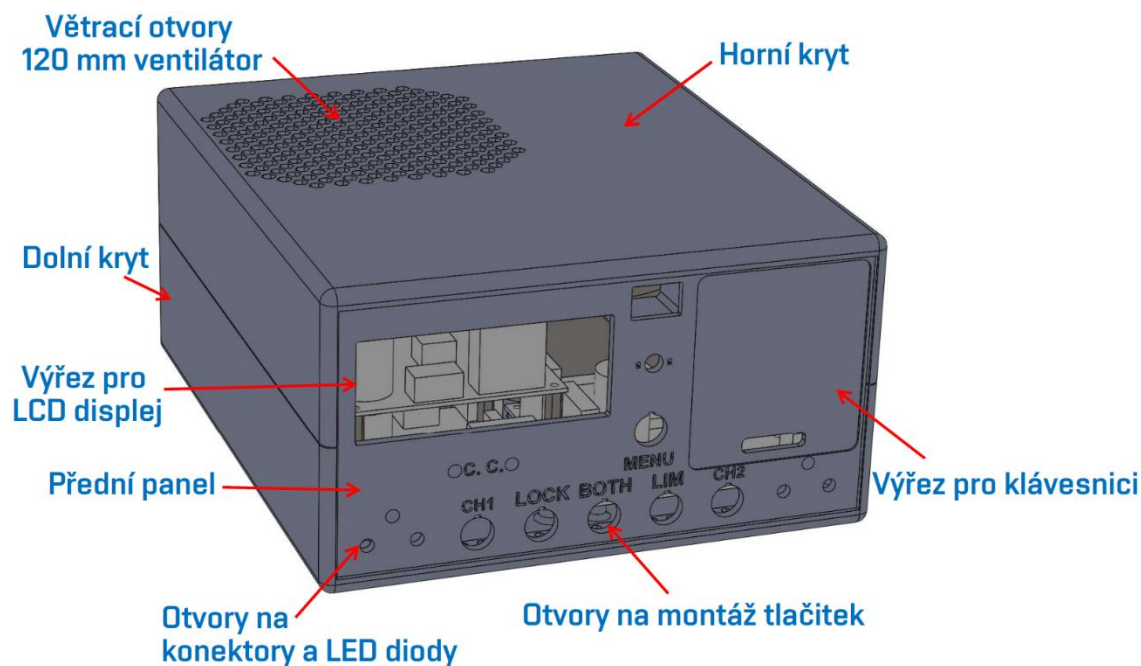
Kryt laboratorního zdroje je nezanedbatelnou součástí, jenž slouží k montáži desek plošných spojů, transformátoru, ventilátorů a ovládacích prvků. Z hlediska uživatelského komfortu je velmi podstatné logické rozmístění ovládacích komponent.

Na trhu lze nalézt mnoho druhů univerzálních krytů, které lze vrtáním, broušením a dalším obráběním přetvořit podle představ. Tyto kryty bývají kovové nebo plastové, přičemž kovový kryt má výhodu v tom, že některé součástky mohou být připevněny přímo na stěny zařízení, jenž pak slouží jako chladič. Nevýhodou univerzálních krytů je právě nutnost obrábění a také nemožnost vlastní volby rozměrů krytu.

Těmto nevýhodám se lze vyhnout při použití technologie 3D tisku, která umožňuje výrobu zcela originálního krytu zařízení dokonale přizpůsobeného jeho potřebám a rozměrům. Samotný 3D tisk má však také některá omezení, na které je vhodné již při návrhu modelu dbát (např. tiskový prostor dostupné 3D tiskárny, vlastnosti zvoleného materiálu, vliv orientace modelu na mechanické vlastnosti atd.). I přes tato omezení byla pro konstrukci krytu laboratorního zdroje zvolena právě tato varianta.

K vytvoření 3D modelů a podkladů pro 3D tisk byl zvolen návrhový program Solidworks. Kromě modelu celého krytu zařízení byly zhotoveny i jednoduché modely komponent, které budou umístěny uvnitř. Největšími z nich jsou desky plošných spojů, transformátor a ventilátor. Tyto pomocné modely umožňují lepší představu o využití vnitřního prostoru zdroje. Program KiCad, v němž byly navrženy DPS, umožňuje export jejich 3D modelů. Po jejich importování do programu Solidworks se však součástky nacházely v oblasti zcela mimo DPS. Jelikož nebylo nalezeno žádné řešení tohoto problému, bylo nutné rovněž zhotovit jednoduché náhradní modely desek plošných spojů včetně chladičů, objemných filtračních kondenzátorů, konektorů a montážních otvorů. Poloha konektorů je podstatná například u USB konektoru nacházejícího se na řídicí DPS, který musí být dostupný z vnější strany krytu.

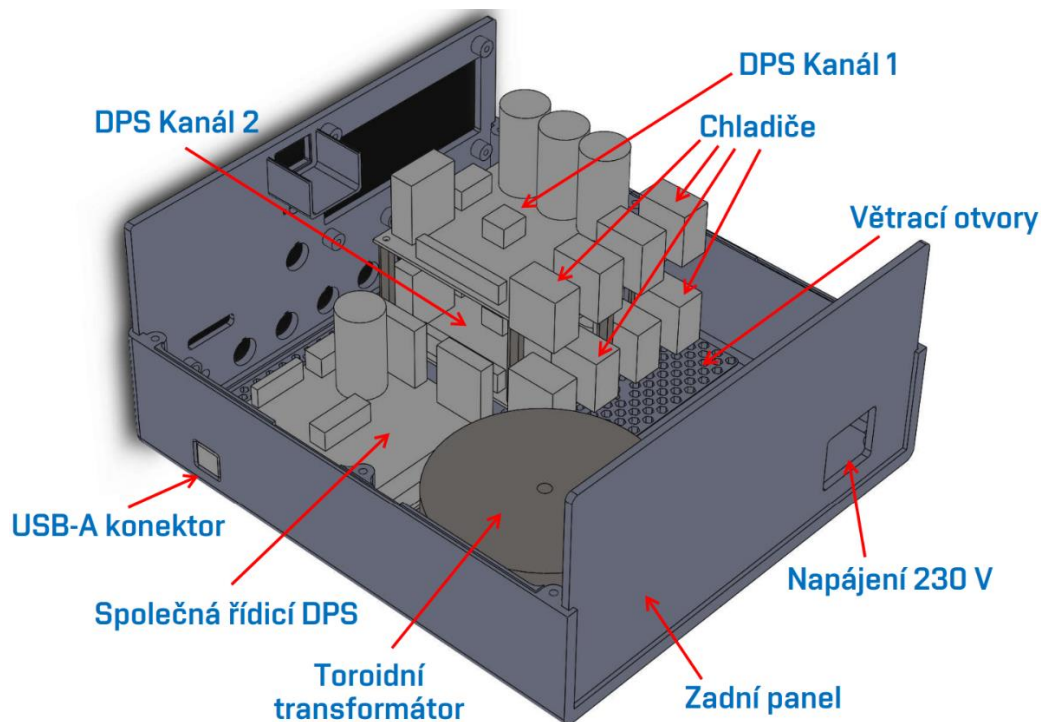
Největším omezením při návrhu krytu zdroje byl tiskový prostor dostupné 3D tiskárny Creality Ender 3, jenž je 220 mm · 220 mm · 250 mm. Aby se celý kryt snadno tisknul, byl rozdělen na několik menších dílů, které se tisknou samostatně. Celková doba výroby zůstává shodná, ale rozdělením na více dílů se zabrání selhání celé výroby v případě chyby tisku jedné součásti. Navržený kryt je zkonstruován ze čtyř částí, z nichž nejrozměrnější jsou horní a dolní kryty. Doplněny jsou předním a zadním panelem, které slouží k montáži tlačítek, displeje a konektorů. Rozměry navrženého krytu jsou 220 mm · 125 mm · 245 mm (šířka, výška, hloubka). Celkový pohled na vytvořený model krytu laboratorního zdroje včetně popisu jednotlivých částí je zachycen na obrázku 60.



Obrázek 60: Pohled na celý model krytu laboratorního zdroje

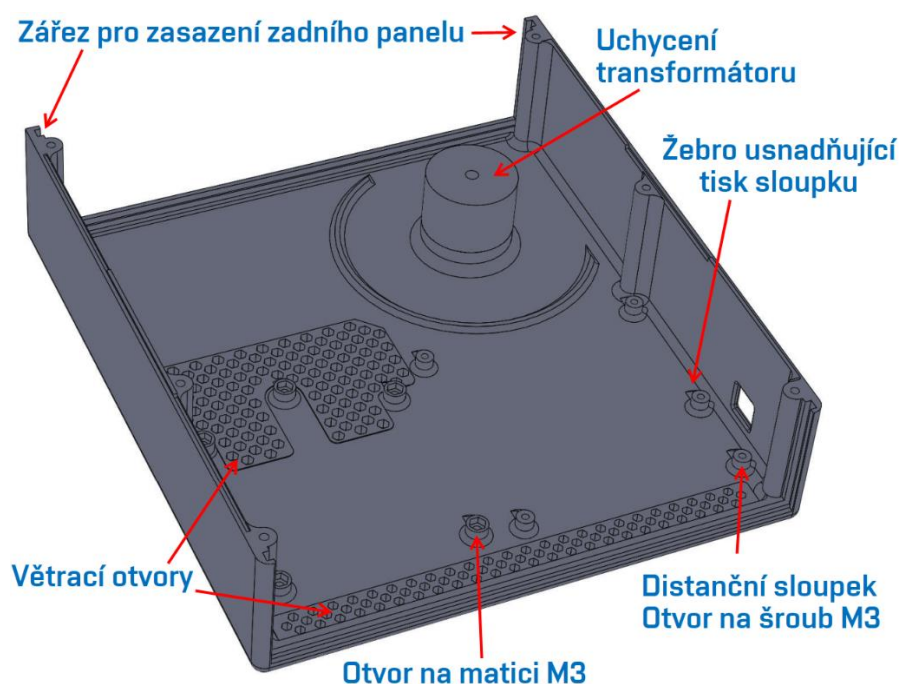
Na obrázku 60 nejsou zachyceny ovládací komponenty zdroje: tlačítka, klávesnice rotační enkodér ani displej. Jejich 3D modely nebyly vytvořeny, a tak jsou na obrázku pouze otvory do kterých budou umístěny. Na předním panelu zdroje jsou rovněž již při 3D tisku vytvořeny popisky jednotlivých tlačítek. Vrchní části krytu dominují větrací otvory, pod kterými je uchycen 120 mm ventilátor zajišťující chlazení celého zařízení. Spojení horní a dolní části krytu je realizováno šesti šrouby M3, které jsou zašroubovány do šesti matic M3, jenž jsou vlepeny do předem vytvořených otvorů.

Vnitřní uspořádání je zachyceno na obrázku 61. Desky plošných spojů obou kanálů zdroje jsou umístěny nad sebou, což bylo nezbytné pro omezení šířky a hloubky krytu. Chladiče lineárních stabilizátorů přesahují u obou DPS přes její okraje do oblasti mezi spodními větracími otvory a horními větracími otvory, což umožňuje lepší proudění vzduchu okolo žebér chladiče. Sdílená řídicí DPS je umístěna u okraje krytu, aby byla zajištěna dostupnost USB konektoru z vnější strany zdroje. V zadní části krytu se nachází transformátor společně se vstupem pro napájecí střídavé napětí 230 V, proto v této oblasti nejsou žádné otvory, skrz které by mohl hrozit úraz elektrickým proudem.



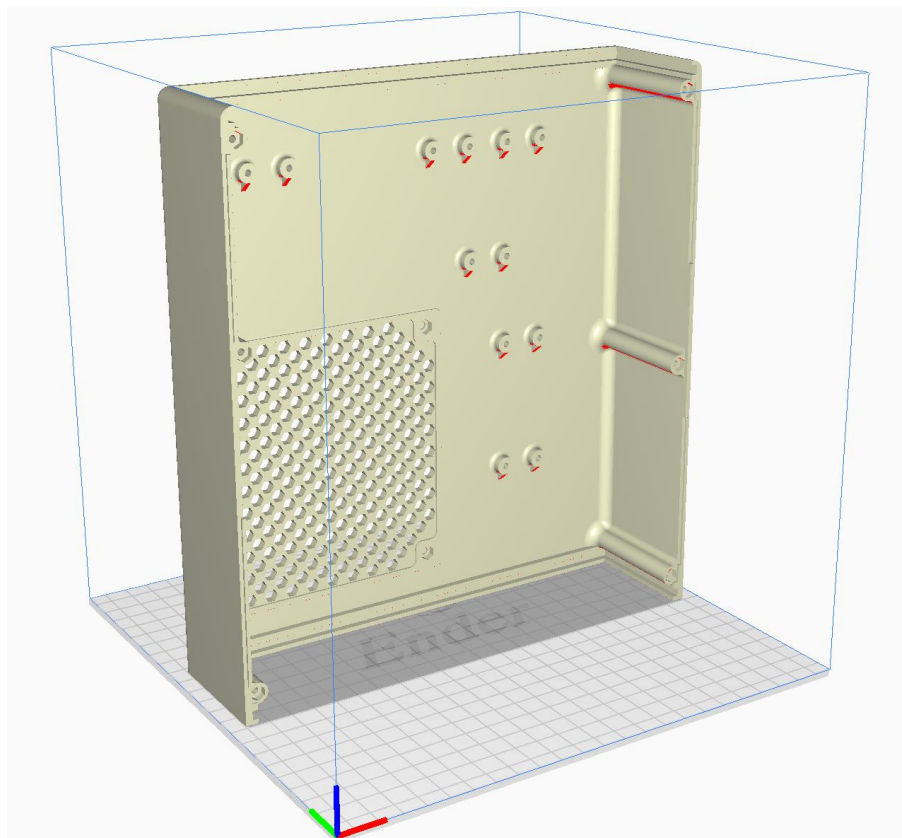
Obrázek 61: Uspořádání komponent uvnitř krytu zdroje

K montáži jednotlivých desek plošných spojů slouží distanční sloupky, jež jsou vytvořeny již při 3D tisku, a tak není nutné do krytu následně vrtat otvory. Tyto sloupky jsou zachyceny na obrázku 62. Transformátor je uchycen pomocí velkého sloupku, do něhož je zašroubován šroub M5. Tento sloupek prochází středem toroidního transformátoru a je do spodního dílu krytu vlepen.



Obrázek 62: Popis dolního krytu zdroje

Stěny laboratorního zdroje musí být dostatečně široké, aby nedošlo k jejich prohnutí vahou samotných komponent zdroje (pouze transformátor váží 1,3 kg). Dostatečná odolnost stěn také umožňuje na laboratorní zdroj postavit další přístroje. Prohýbání předního panelu při ovládání zdroje by rovněž nebylo žádoucí, a proto jsou všechny stěny zdroje široké 4 mm a místy jsou doplněny výztuhami. Následkem je značná hmotnost samotného krytu zdroje. Na výrobu bylo celkem spotřebováno 700 g materiálu PLA, jenž byl zvolen především z důvodu nízké ceny a jednoduchosti tisku. Vhodnější volbou by mohl být materiál PET-G nebo ABS, které se vyznačují vyšší tepelnou odolností a vyrábí se i varianty se samozhášivými složkami.



Obrázek 63: Orientace vrchního dílu krytu při 3D tisku

Na obrázku 63 je zobrazen tiskový prostor 3D tiskárny Creality Ender 3 a zvolená orientace vrchního dílu krytu při jeho tisku. Protože modely byly navrženy s ohledem na zvolenou metodu výroby, je zapotřebí pouze minimum podpůrných struktur při 3D tisku, a tak se redukuje množství potřebného materiálu. Příkladem optimalizace pro 3D tisk jsou žebra u integrovaných distančních sloupků (na obrázku zvýrazněny červeně), díky kterým není zapotřebí použít podpůrné struktury pro jejich úspěšný tisk. Více fotografií zhotoveného krytu laboratorního zdroje lze nalézt v příloze A.2.

3.3 Kalkulace ceny zhotoveného zařízení

Cena jednotlivých komponent laboratorního zdroje je uvedena v tabulce 4. Nejnákladnější položkou jsou součástky, z nichž ty nejdražší jsou v této tabulce rovněž uvedeny. Zbylé náklady na součástky jsou pak tvořeny převážně levnými pasivními součástkami.

Tabulka 4: Cena jednotlivých komponent laboratorního zdroje (ceny z jara roku 2020)

Expandér I/O rozhraní	30 Kč
LCD displej	100 Kč
FTDI FT232	110 Kč
Mikrokontrolér	130 Kč
Stabilizátory ADP7142	140 Kč
D/A převodníky	150 Kč
A/D převodníky	150 Kč
Izolátory ISO7762	250 Kč
Filtrační kondenzátory	250 Kč
Stabilizátory LT3080	260 Kč
Desky plošných spojů	400 Kč
Materiál na 3D tisk krytu	400 Kč
Chladiče	400 Kč
Tlačítka	400 Kč
Transformátor	700 Kč
Ostatní součástky	1 130 Kč
Celková cena	5 000 Kč

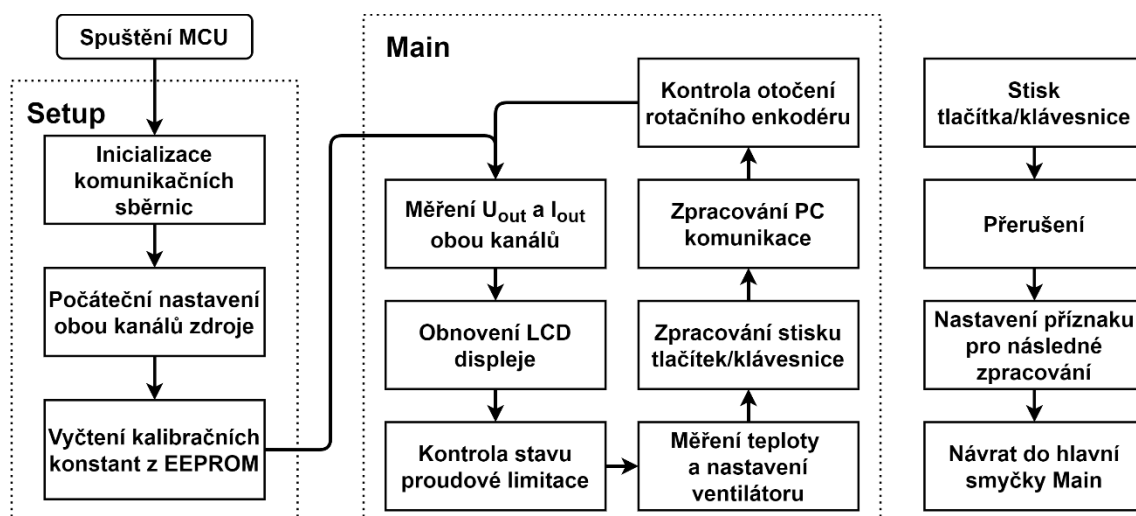
Celková cena uvedená v tabulce 4 je spíše odhad ceny výrobních materiálů. V této ceně totiž není zachycena cena vývoje a výroby zařízení. Proto se může na první pohled zdát, že tento napájecí zdroj je cenově konkurenceschopný prodáváním laboratorním zdrojům s podobnými parametry. Po započtení i těchto položek by však jeho cena dále vzrostla. Na druhou stranu je uvedená cena platná pouze pro výrobu jednoho kusu zařízení, a pokud by bylo vyráběno více kusů, lze dosáhnout nižší ceny komponent.

3.4 Program mikrokontroléru

Program mikrokontroléru je podstatnou součástí navrženého zařízení, protože zprostředkovává komunikaci mezi uživatelem a jednotlivými kanály zdroje. Musí zajistit zpracování uživatelských požadavků, zobrazení informací o stavu zdroje na LCD displeji, komunikaci s jednotlivými kanály a případně i s počítačem, řízení rychlosti ventilátoru a mnohé další funkce. Kvalita programu mikrokontroléru ze značné míry určuje schopnosti navrženého zdroje.

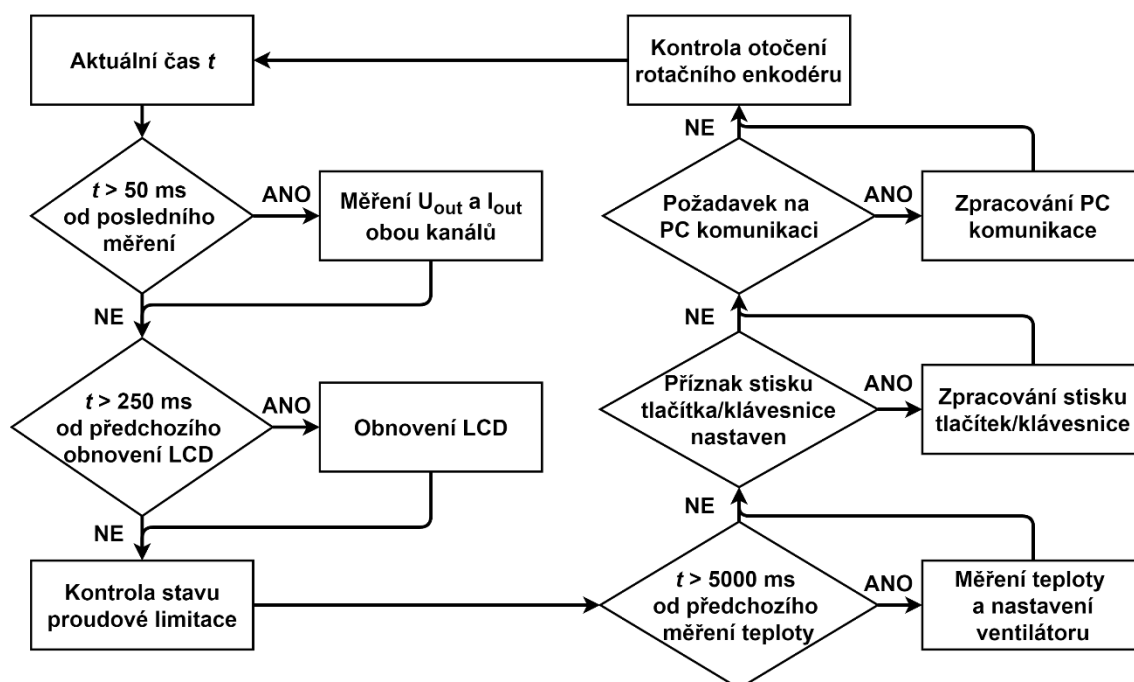
K programování mikrokontroléru ATmega 1284 bylo zvoleno vývojové prostředí Arduino, které podporuje programovací jazyky C/C++. Celý kód je zařazen mezi elektronickými přílohami této práce, v této kapitole jsou uvedeny především blokové diagramy popisující základní principy nejdůležitějších funkcí.

Programy psané ve vývojovém prostředí Arduino se vyznačují přítomností dvou základních funkcí: *setup* a *main*. Funkce *setup* je spuštěna pouze jednou po zapnutí mikrokontroléru (MCU) a je určena pro počáteční nastavení I/O rozhraní, inicializaci komunikačních sběrnic a podobně. Funkce *main* je nekonečná hlavní smyčka programu, do které mikrokontrolér přechází po opuštění funkce *setup*. V hlavní smyčce setrvává mikrokontrolér až do odpojení napájení. Zcela mimo hlavní smyčku pak stojí funkce volané přerušeními (například přerušení vyvolané stiskem klávesnice). Vývojový diagram programu znázorňující základní funkce je zobrazen na obrázku 64.



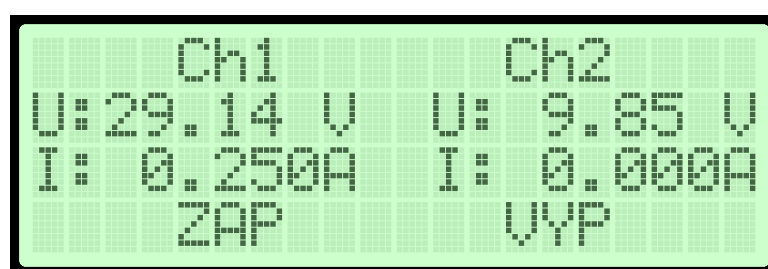
Obrázek 64: Základní vývojový diagram programu

Detailnější vývojový diagram hlavní smyčky programu je na obrázku 65. Oproti předchozímu obrázku, kde to bylo kvůli přehlednosti opomenuto, je zde vyznačeno, že ne všechny operace se provádí při každém průchodu hlavní smyčkou. Například měření teploty probíhá pouze jednou za 5 sekund, protože k výrazným změnám teploty nedochází skokově.



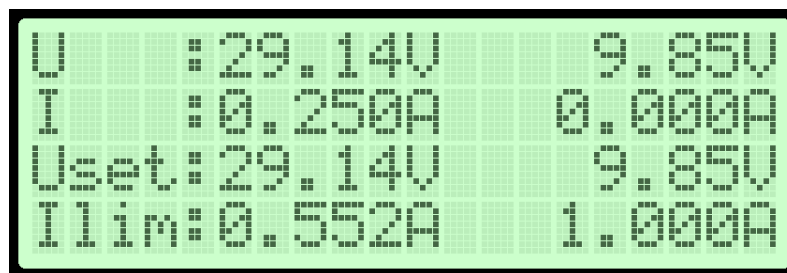
Obrázek 65: Vývojový diagram hlavní smyčky programu

K obnovování údajů zobrazených na LCD displeji také nemusí docházet po každém průchodu hlavní smyčkou. Namísto toho je na displej 4· za sekundu vypsána průměrná hodnota napětí a výstupního proudu z několika měření provedených v intervalu od poslední aktualizace displeje. Proto je perioda měření na obrázku 65 pětikrát menší než perioda obnovování displeje. Aby bylo zabráněno rušivému problikávání displeje, jsou vždy aktualizovány pouze ty údaje, které se oproti předchozímu zobrazení změnily. V navrženém zdroji je využit alfanumerický LCD displej se 4 řádky a 20 znaků na každém řádku. Ve výchozím stavu zobrazuje displej aktuální hodnoty výstupního napětí a proudu obou kanálů zdroje a také stav jejich výstupu (viz obrázek 66).



Obrázek 66: Údaje zobrazené na LCD displeji ve výchozím stavu

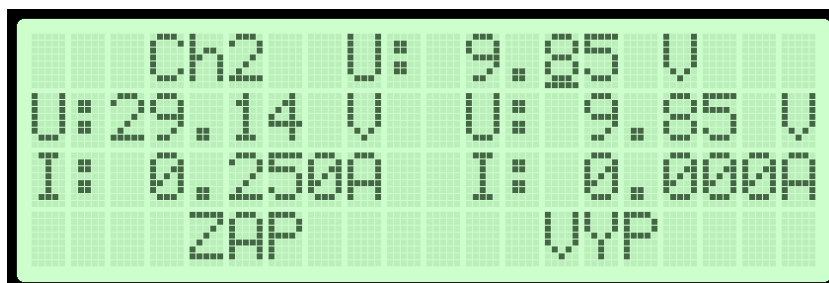
Na výchozí obrazovce chybí informace o tom, jaká je momentální nastavená hodnota napětí a proudového omezení. Po stisku tlačítka s označením LIM dojde k zobrazení obrazovky, na které jsou kromě aktuálních hodnot vypsány také nastavené hodnoty výstupních napětí a nastavené limity výstupního proudu. Na obrázku 67 jsou měřené hodnoty v horní polovině displeje a nastavené hodnoty v dolní polovině displeje.



Obrázek 67: Obrazovka zobrazující aktuální měřené hodnoty výstupního napětí a proudu společně s nastavenými hodnotami napětí U_{set} a proudovým omezením I_{lim}

V ideálním případě jsou hodnoty nastaveného a měřeného napětí totožné a výstupní proud je menší než nastavené maximální hodnoty proudu I_{lim} . Ve stavu proudového omezení však dochází k poklesu výstupního napětí, a proto je užitečná i informace o nastaveném napětí U_{set} .

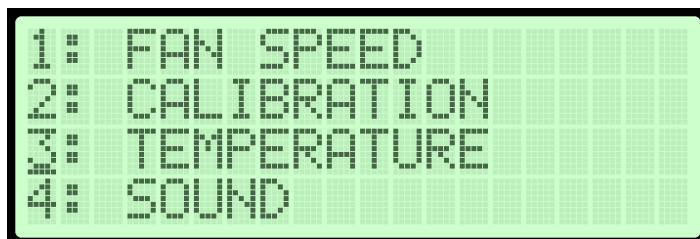
Nastavování výstupního napětí a maximálního výstupního proudu je realizováno pomocí klávesnice nebo rotačního enkodéru. Klávesnicí je možné zadat přesnou hodnotu a změna se projeví až po dokončení zápisu, kdežto rotačním enkodérem je možné hodnotu následně upravovat a změny se projevují okamžitě. Například výstupní napětí lze rotačním enkodérem upravovat po desítkách milivoltů, stovkách milivoltů nebo jednotkách voltů. Volba nastavované veličiny se provádí pomocí klávesnice, jež kromě čísel 0 až 9 obsahuje také tlačítka A, B, C a D. Stiskem tlačítka A se zahájí nastavování výstupního napětí kanálu 1, tlačítko B spustí nastavování proudového omezení kanálu 1, tlačítkem C se zvolí výstupní napětí kanálu 2 a tlačítkem D se vybere proudové omezení kanálu 2. Po volbě nastavované veličiny se zobrazí její aktuální hodnota na prvním řádku displeje (viz obrázek 68, kde je nastavováno výstupní napětí kanálu 2). Následně je možné zadat novou hodnotu pomocí klávesnice, anebo upravit stávající hodnotu otáčením rotačního enkodéru. Aktuálně upravovaná pozice je vyznačena pozicí kurzoru (na obrázku se nachází pod stovkami milivoltů), přičemž pozici kurzoru lze změnit stiskem tlačítka integrovaného v rotačním enkodéru. V případě že uplyne více než 5 vteřin od poslední úpravy veličiny, je upravování ukončeno. Preferovaným způsobem ukončení zadávání je stisk tlačítka se symbolem mřížky (#) na klávesnici. Všechny zadávané hodnoty jsou kontrolovány, aby nemohlo dojít k zadání hodnoty nacházející se mimo pracovní rozsah navrženého zdroje.



Obrázek 68: Nastavení hodnoty výstupního napětí kanálu 2

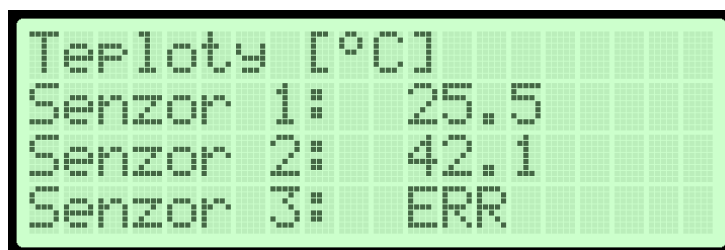
3.4.1 Nabídka menu

Stiskem tlačítka MENU na předním panelu zdroje lze vyvolat nabídku zobrazenou na obrázku 69. Aktuálně zvolená položka je zvýrazněna kurzorem. Z vyvolané nabídky je možné spustit nastavování preferované rychlosti ventilátorů, kalibraci zdroje, zobrazení údajů z jednotlivých teplotních čidel a nastavení zvukové signalizace.



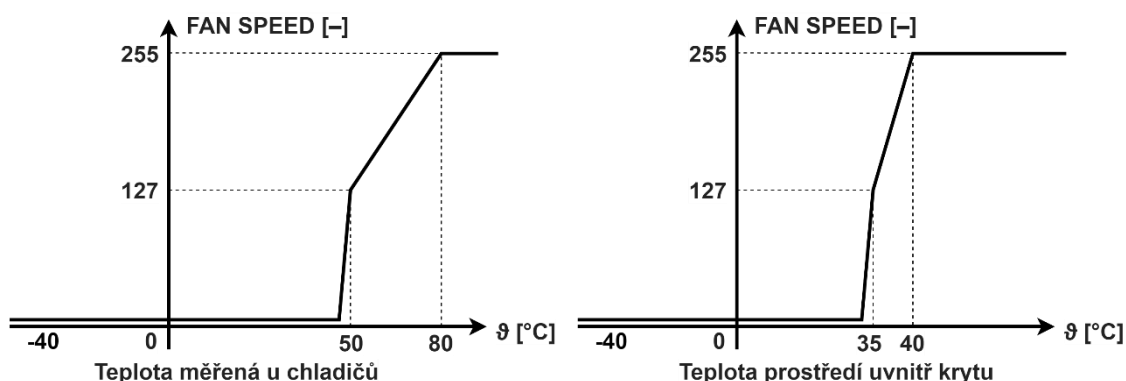
Obrázek 69: Menu

Pohyb mezi položkami je realizován otáčením rotačního enkodéru a volba položky je provedena stiskem tlačítka v rotačním enkodéru. Nabídku lze opustit opětovným stiskem tlačítka MENU. Výběrem třetí položky *TEMPERATURE* v menu je vyvolána obrazovka podobná té zachycené na obrázku 70. Na této obrazovce jsou vypsány teploty měřené jednotlivými teplotními čidly lokalizovanými uvnitř zdroje. Pokud při komunikaci s daným senzorem dojde k jakékoliv chybě, je namísto měřené teploty vypsána chybová hláška *ERR* (na obrázku je odpojeno teplotní čidlo 3) a údaj z tohoto senzoru není uvažován při následném nastavování otáček ventilátorů.



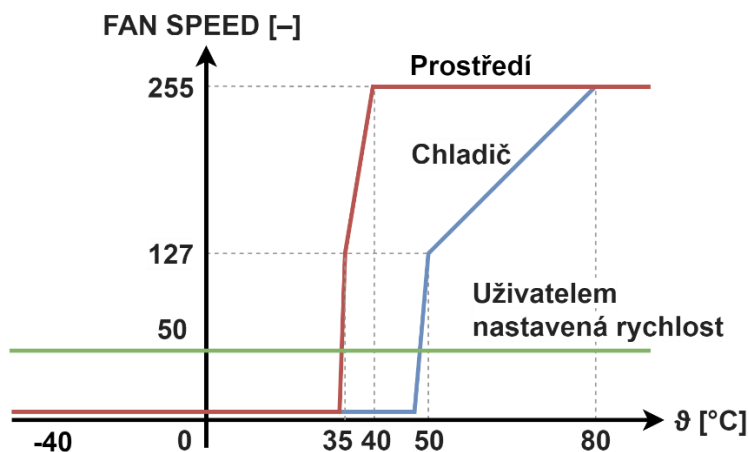
Obrázek 70: Teploty uvnitř krytu zdroje měřené jednotlivými čidly

Preferované otáčky připojených ventilátorů mohou být upraveny v první položce menu *FAN SPEED*. Zde uživatel otáčením rotačního enkodéru nastaví hodnotu od 0 do 255, kterou ovlivní napájecí napětí ventilátorů (od 1,25 V do 12,25 V). Nastavená hodnota je rovněž uložena v nevolatilní paměti EEPROM, ze které je při následujícím zapnutí zdroje opět vyčtena. Uživatelem nastavená hodnota nemusí být vždy respektována při nastavení rychlosti ventilátorů. V programu mikrokontroléru jsou rovněž implementovány křivky rychlosti ventilátorů v závislosti na teplotě měřené v blízkosti chladičů a v závislosti na teplotě prostředí uvnitř krytu zdroje. Tyto křivky, jež jsou zobrazeny na obrázku 71, jsou v paměti mikrokontroléru uloženy ve formě náhledové tabulky. Pokud se naměřená teplota nachází mimo body definované v této tabulce, je rychlost ventilátorů odpovídající dané teplotě vypočtena lineární interpolací mezi dvěma nejbližšími definovanými body.



Obrázek 71: Křivky rychlosti ventilátorů v závislosti na teplotě

Výslednou hodnotou použitou pro nastavení rychlosti ventilátorů se stane ta, která je v dané situaci nejvyšší. Po zapnutí zdroje je teplota uvnitř krytu rovna pokojové teplotě (okolo 23 °C) a chladiče také nejsou zahřáty. V této situaci je jakákoliv nenulová rychlost ventilátorů zadaná uživatelem nejvyšší, a proto se ventilátor bude chovat podle ním zadané hodnoty. V situaci zachycené na ilustračním obrázku 72 by při teplotě $\vartheta_{\text{chladič}} = \vartheta_{\text{prostředí}} = 23$ °C byla výsledná hodnota použitá pro nastavení ventilátoru rovna $FAN\ SPEED = 50$, protože se jedná o nejvyšší hodnotu za daných podmínek. Pokud by při provozu zdroje vzrostla teplota chladičů na 50 °C, ale teplota prostředí by stále byla rovna pokojové teplotě 23 °C, byla by podle obrázku 72 výsledná hodnota použitá pro nastavení rychlosti ventilátorů $FAN\ SPEED = 127$. V případě že by se zvýšila i teplota prostředí například na teplotu 40 °C, vzrostla by rychlost ventilátorů na maximální hodnotu $FAN\ SPEED = 255$.



Obrázek 72: Souhrn křivek rychlosti ventilátorů v závislosti na teplotě

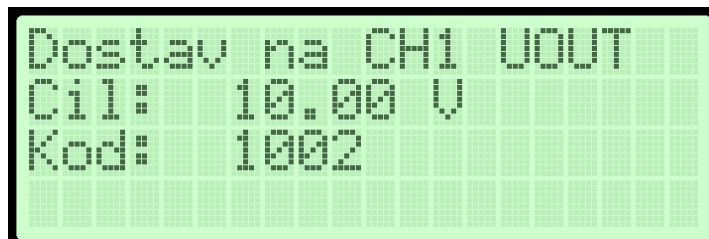
Čtvrtá položka menu *SOUND* slouží k aktivaci nebo deaktivaci zvukové zpětné vazby při stisknutí tlačítek a klávesnice nebo při otáčení rotačním enkodérem. Zvuková zpětná vazba je realizována piezoelektrickým akustickým měničem osazeným na řídicí DPS. Toto nastavení je rovněž ukládáno do nevolatilní paměti EEPROM.

3.4.2 Kalibrace zdroje

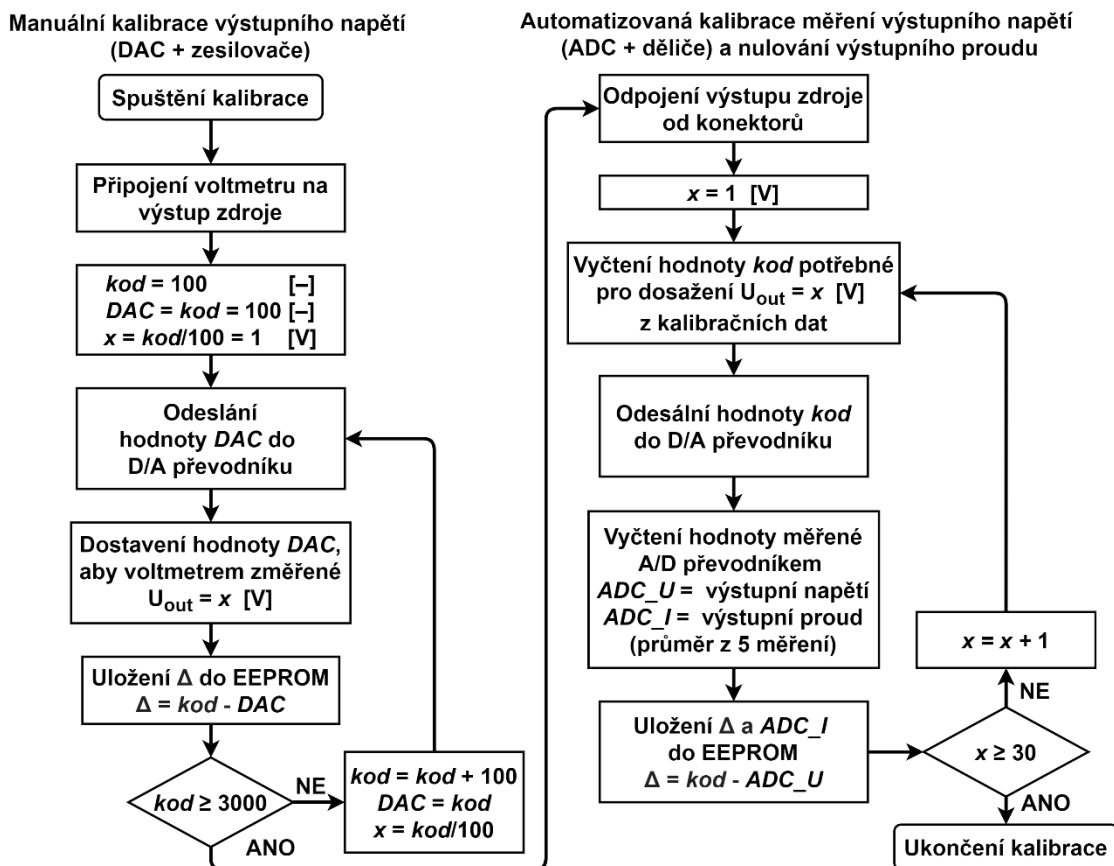
Při návrhu laboratorního zdroje byly uvažovány součástky s ideálními vlastnostmi, které však reálně nejsou dosažitelné. Vlivem výrobní tolerance hodnot odporu rezistorů, vlastností operačních zesilovačů a komparátorů (např. nenulová vstupní napěťová nesymetrie), chyb A/D a D/A převodníků (chyba nuly, chyba zesílení) a mnohých dalších neideálních vlastností dochází k drobným změnám v chování navržených obvodů. Výsledkem všech těchto nedokonalostí může například být odchylka mezi nastaveným výstupním napětím a napětím reálně měřeným na výstupních konektorech laboratorního zdroje. Tuto odchylku je možné kompenzovat změnou zesílení neinvertujícího zesilovače, jenž zesiluje signál z D/A převodníku a jehož výstupní napětí je zrcadleno na výstup zdroje. Mnohem jednodušší variantou je změna digitální hodnoty odeslané do D/A převodníku na takovou hodnotu, která po převedení na výstupní napětí převodníku a po jeho zesílení a přivedení na vývod *SET* lineárního stabilizátoru LT3080 zajistí očekávané výstupní napětí zdroje. Pokud se tento postup zopakuje pro několik různých hodnot výstupního napětí, lze zhotovit korekční křivku a tu následně použít k opravě hodnot odesílaných do D/A převodníku. Tato metoda kalibrace přístroje nevyžaduje žádnou výměnu součástek, a proto je výhodnější.

Do programu mikrokontroléru byla implementována kalibrační funkce, kterou je možné spustit výběrem položky *CALIBRATION* v nabídce zobrazené po stisku tlačítka MENU. Kalibrační funkce je z velké části automatizovaná a manuální zásahy uživatele jsou tak nutné pouze v počátečním kroku. Přesnost výstupního napětí po dokončení kalibrace je z velké části závislá na přesnosti voltmetru, jenž je k provedení kalibrace nezbytný. Celý proces kalibrace je vyznačen na obrázku 74.

Prvním krokem je kalibrace výstupního napětí zdroje. Uživatel připojí na výstupní konektory voltmetr a otáčením rotačního enkodéru upravuje hodnotu výstupního napětí zdroje, dokud nedosáhne shody mezi cílovou hodnotou napětí a voltmetrem měřenou hodnotou. Tímto krokem uživatele provází instrukce na LCD displeji, jejichž příklad je uveden na obrázku 73. Na tomto obrázku má uživatel upravit hodnotu, která je odesílána do D/A převodníku tak, aby výstupní napětí zdroje, které uživatel měří připojeným voltmetrem, bylo shodné s cílovým napětím 10 V. V ideálním případě by stačilo do D/A převodníku odeslat hodnotu 1000, což podle rovnice (2.37) znamená výstupní napětí převodníku 1 V. Toto napětí je následně zesíleno ideálním zesilovačem se ziskem 10 a je přivedeno na svorku *SET* lineárního stabilizátoru LT3080, který je přesně zrcadlí na výstup zdroje. V situaci zachycené na obrázku 73 musel uživatel zvýšit hodnotu odesílanou do D/A převodníku o 2, aby dosáhl výstupního napětí 10 V. Rozdíl mezi ideální hodnotou a reálně potřebnou hodnotou odeslanou do D/A převodníku pro dosažení daného napětí je rovněž uložen do nevolatilní EEPROM paměti.



Obrázek 73: Proces kalibrace výstupního napětí kanálu 1



Obrázek 74: Vývojový diagram procesu kalibrace laboratorního zdroje

Manuální proces kalibrace výstupního napětí vyžaduje kalibraci 30 hodnot a je nutné jej zopakovat i na druhém kanálu zdroje. Po jeho dokončení již probíhá zbytek procesu plně automatizovaně. Kalibrované výstupní napětí je v dalším kroku využito ke kalibraci měření výstupního napětí A/D převodníkem. A/D převodník je v navrženém zdroji využit k převodu výstupního napětí i proudu na digitální hodnotu. Hodnota odeslaná do D/A převodníku a výstupní napětí převedené na hodnotu vyčtenou z A/D převodníku by měly být v ideálním případě totožné (za D/A převodníkem je zesilovač se zesílením 10⁻, před A/D převodníkem je napěťový dělič s dělicím poměrem 1/10). V druhém kalibračním kroku je nastaveno přesné výstupní napětí například 10 V, čemuž by v ideálním případě měla podle rovnice (2.51) po průchodu napěťovým děličem a převedení A/D převodníkem odpovídat digitální hodnota 1000. Pokud je výstupní hodnota A/D převodníku jiná, je rozdíl ideální a reálně měřené hodnoty uložen do nevolatilní paměti EEPROM. Zároveň probíhá i proces nulování výstupního proudu. V důsledku činnosti obvodů zajišťujících odběr minimálního zatěžovacího proudu z výstupů lineárních stabilizátorů není měřený výstupní proud nulový, i když jsou pomocí relé zcela odpojeny konektory na předním panelu přístroje. Tento proud se přičítá k proudu tekoucímu do zátěže a zkresluje údaj zobrazený na LCD displeji. Proto je implementováno nulování, které provede měření výstupního proudu při odpojené zátěži a při několika výstupních napětích. Uložené hodnoty poté slouží k odečtení tohoto minimálního zatěžovacího proudu od měřených hodnot.

Kalibrační konstanty jsou po každém zapnutí zdroje vyčteny z nevolatilní paměti EEPROM a následně jsou používány pro opravu nastavovaných a měřených hodnot. Cílem je dosáhnout co největší přesnosti zkonstruovaného laboratorního zdroje. Během kalibrace je provedeno měření pouze v několika bodech pracovního rozsahu, a proto je při vyhledávání kalibračních konstant pro hodnoty ležící mimo měřené body využita lineární interpolace.

3.4.3 PC Komunikační protokol

Navržený laboratorní zdroj obsahuje převodník sériové komunikace na USB rozhraní FTDI FT232. USB konektor vyvedený na pravé straně krytu zařízení je možné použít k propojení zdroje s počítačem. Toto propojení může být využito na přeprogramování mikrokontroléru, nebo na komunikaci mezi softwarem v počítači a zdrojem.

K programování mikrokontroléru slouží primárně ICSP konektor (*in-circuit serial programming*) osazený na řídicí desce plošných spojů. Na tento konektor je možné se připojit pomocí dedikovaného programátoru. Nevýhodou je nutnost otevírat kryt celého zdroje při každé změně verze programu. Vývojové prostředí Arduino, ve kterém byl celý program napsán, umožňuje jednoduše nahrát do mikrokontroléru takzvaný *bootloader*. Jedná se o program, který umožňuje programovat mikrokontrolér například přímo z USB (skrz převodník FTDI). *Bootloader* musí být nahrán do mikrokontroléru pomocí programátoru, ale všechny následující změny firmwaru mikrokontroléru mohou probíhat již bez nutnosti rozebírání krytu zdroje přes USB konektor. Nevýhodou je, že samotný *bootloader* zabírá část paměti mikrokontroléru.

Komunikace zdroje se softwarem v počítači může být užitečná pro dálkové ovládání zdroje nebo také pro provádění automatizovaných měření. K tomuto účelu byl vytvořen jednoduchý komunikační protokol, pomocí kterého je možné nastavovat hodnoty výstupního napětí a proudového omezení obou kanálů zdroje, vyčítat změřené hodnoty výstupního napětí a proudu a odpojovat nebo připojovat výstup zdroje na konektory. Seznam těchto příkazů je na obrázku 75.

```

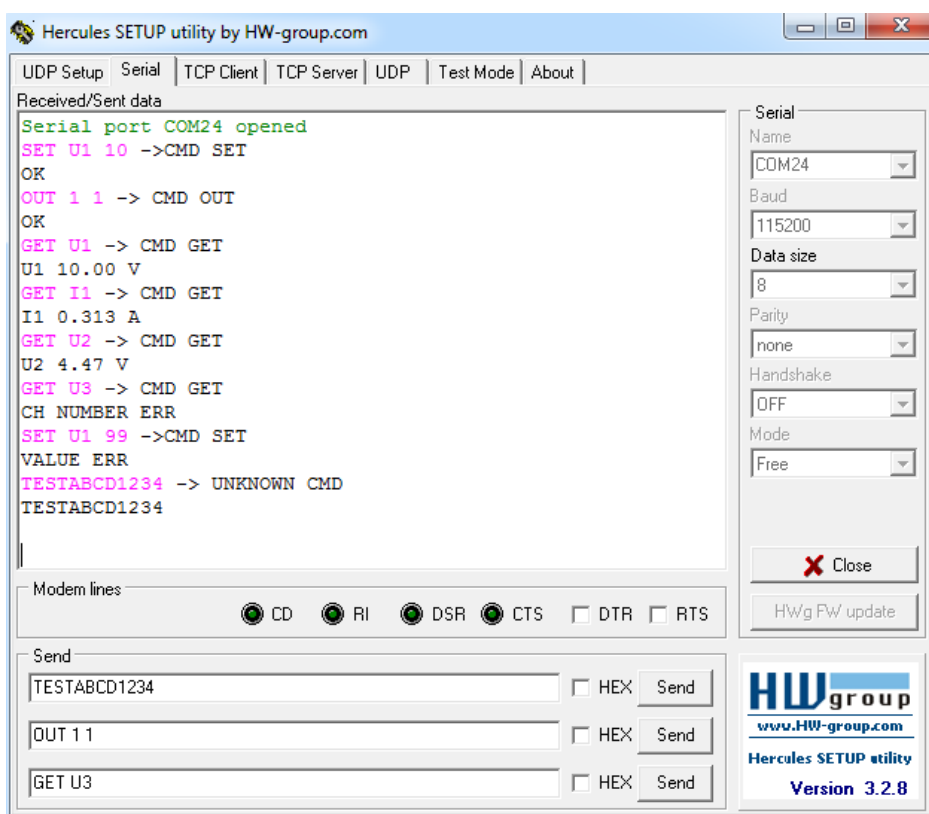
SET [veličina] [hodnota] —————> Nastavení U, I
    [veličina] = U1 / I1 / U2 / I2
    [hodnota] = 0.00 – 30.00 (pro U1 a U2)
                0 – 1.024   (pro I1 a I2)
    Odpověď: OK / VARIABLE ERR / RANGE ERR,
             VALUE ERR / CH NUMBER ERR
-----
GET [veličina] —————> Měření U, I
    [veličina] = U1 / I1 / U2 / I2
    Odpověď: hodnota + jednotka
-----
OUT [kanál] [stav] —————> Stav kanálu
    [kanál] = 1 / 2
    [stav] = 0 / 1 (vypnuto, zapnuto)
    Odpověď: OK / OUT STATE ERR / CH NUMBER ERR

```

Obrázek 75: Seznam příkazů a očekávaných odpovědí při komunikaci se zdrojem

Počítače s operačním systémem Windows mohou po propojení USB kabelem nalézt laboratorní zdroj ve Správci zařízení v sekci „Porty (COM a LPT)“, protože ke zprostředkování komunikace je využit virtuální sériový port. Zařízení bude označeno jako *USB Serial port* a číslem (např. COM24). Toto číslo je nezbytné k nastavení komunikace v sériovém terminálu.

Pro odesílání příkazů do zdroje může být využit libovolná aplikace s implementovaným sériovým terminálem. Pro ilustraci funkce komunikačního protokolu byla využita aplikace Hercules (verze 3.2.8). Kromě čísla virtuálního sériového portu je zapotřebí zvolit znakovou rychlost (*baud rate*) 115200 Bd, 8 datových bitů, žádný paritní bit ani *handshake*. Na obrázku 76 je ukázka komunikace s laboratorním zdrojem pomocí příkazů z obrázku 75. Po odeslání každého příkazu (znázorněny růžově) následuje odpověď laboratorního zdroje. Nejprve je uvedena informace o rozpoznání příkazu. Kromě posledního příkazu v ukázce na obrázku 76 byly rozpoznány všechny příkazy (např. *CMD SET* = příkaz SET rozpoznán). Na neznámé příkazy reaguje zdroj odpovědí *UNKNOWN CMD* a kopií neznámého příkazu (viz poslední řádek na obrázku).



Obrázek 76: Ukázka komunikace s laboratorním zdrojem v aplikaci Hercules

Rozpoznání příkazu ještě nezaručuje jeho správnou syntaxi, a proto je program vybaven řadou chybových hlášek, kterými může uživatele podrobněji informovat o chybě. Například chybová hláška *CH NUMBER ERR* z obrázku 76 informuje uživatele, že bylo zadáno špatné označení kanálu (na obrázku neexistující kanál 3). Chyba *VALUE ERR* v ukázce byla vyvolána snahou nastavit výstupní napětí zdroje na 99 V, což je mimo pracovní rozsah zdroje. V případě správné syntaxe zdroj odpoví zprávou *OK* anebo požadovanou hodnotou napětí nebo proudu v případě příkazu *GET*.

4 MĚŘENÍ CHARAKTERISTIK LABORATORNÍHO ZDROJE

Tato kapitola se zabývá ověřením vlastností navrženého laboratorního zdroje pomocí reálných měření. Nejprve jsou ověřeny základní vlastnosti zdroje (maximální výstupní napětí, funkčnost proudové limitace...) a následně jsou popsány výsledky dalších měření (zvlnění a šum výstupního napětí, odezva na skokovou změnu výstupního proudu). Při měřeních byly využity tyto přístroje:

Brymen BM235, True RMS číslicový multimetr,

Osciloskop Rigol DS1054Z, šířka pásma 100 MHz + pasivní sondy PVP2150

Na obrázku 77 je zachyceno měřicí pracoviště v průběhu testování proudového omezení. Stav proudového omezení je signalizován rozsvícením červené LED diody u příslušného kanálu.

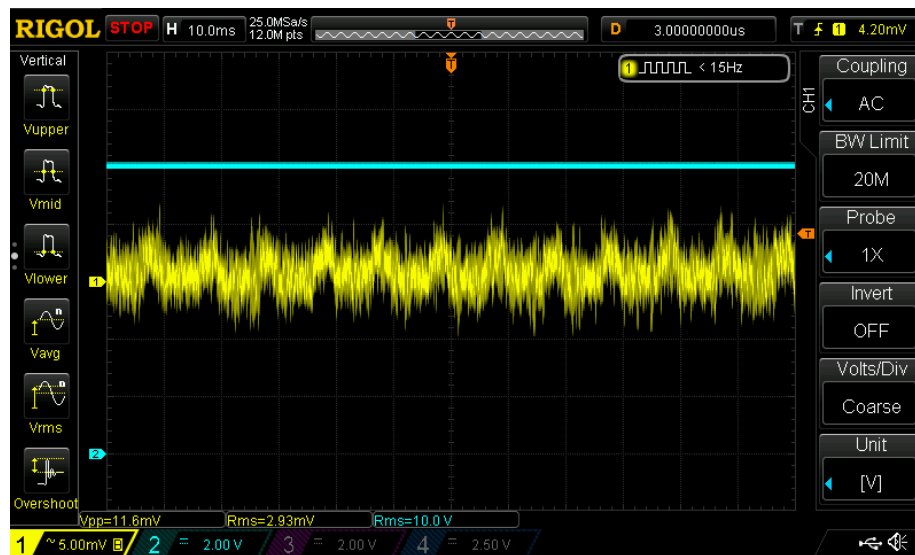


Obrázek 77: Měřicí pracoviště během testování proudového omezení

4.1 Rozsah výstupního napětí a výstupního proudu

Rozsah výstupního napětí byl zkoušen jak naprázdno (bez připojené zátěže), tak i se zátěží s nízkou hodnotou odporu. Ve stavu naprázdno dosahuje každý kanál laboratorního zdroje maximálního napětí $U_{\text{out,lim}} = 30 \text{ V}$, což je hodnota omezená firmwarem mikrokontroléru. Pro testovací účely byl tento limit odstraněn a ve stavu naprázdno bylo dosaženo výstupního napětí až $U_{\text{out}} = 31 \text{ V}$. Horní limit nastavitelnosti výstupního napětí byl ale i přesto zaveden, aby bylo zajištěno dosažení nastaveného napětí jak ve stavu naprázdno, tak i s připojenou zátěží.

Maximální výstupní proud laboratorního zdroje je omezen obvodou proudové limitace na $I_{\text{out,lim}} = 1,024 \text{ A}$. Při měření nejvyššího výstupního proudu, byl využit výkonový rezistor s odporem 10Ω . Dále pak bylo nastaveno výstupní napětí 10 V , což podle Ohmova zákona znamená výstupní proud $I_{\text{out}} = 1 \text{ A}$. V této situaci ještě nebylo aktivováno omezení výstupního proudu ($I_{\text{out,lim}} = 1,024 \text{ A}$), takže zvlnění výstupního napětí je minimální (viz obrázek 78).



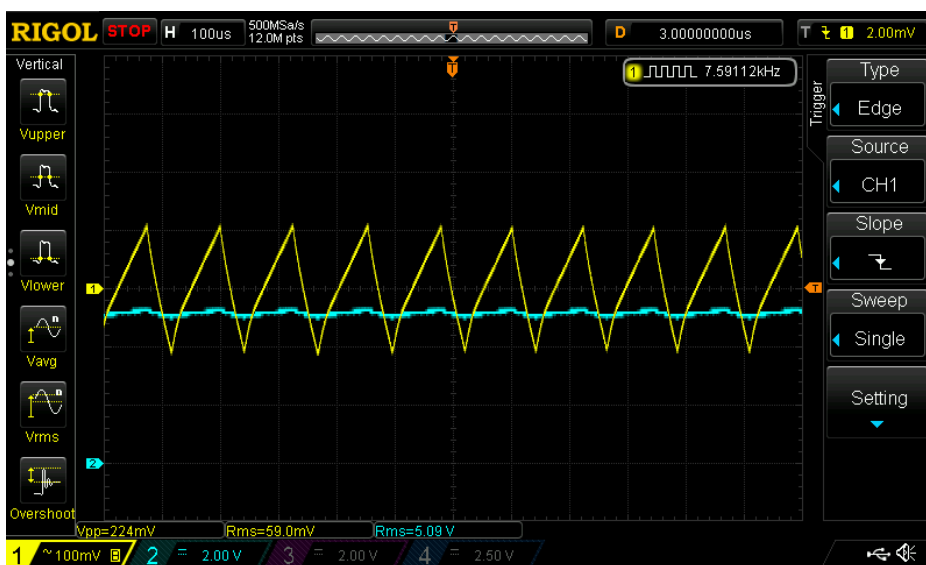
Obrázek 78: Výstupní napětí (modře) a detail zvlnění a šumu výstupního napětí (žlutě) při $I_{\text{out}} = 1 \text{ A}$ ($U_{\text{out}} = 10 \text{ V}$ a $R_Z = 10 \Omega$)

Následně se zvyšovalo výstupní napětí po desítkách milivoltů až do okamžiku, kdy došlo k omezení dalšího růstu výstupního proudu. K této situaci došlo při $U_{out} = 10,3 \text{ V}$, což po přepočtu znamená přibližně při hodnotě výstupního proudu $I_{out} = 1,03 \text{ A}$. Z principu funkce obvodů omezujících velikost výstupního napětí dochází v tomto stavu ke značnému nárůstu zvlnění výstupního napětí. To je možné pozorovat i na obrázku 79.

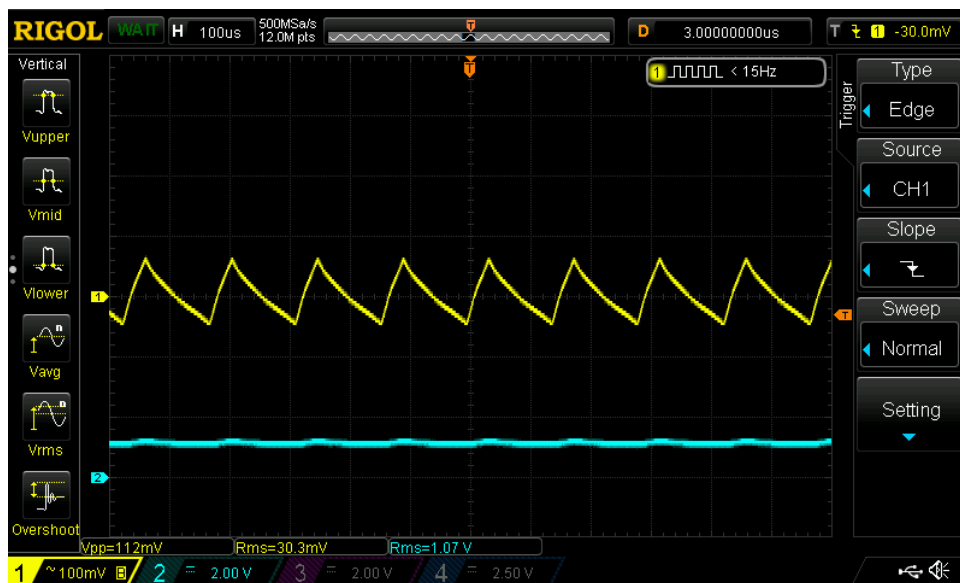


Obrázek 79: Výstupní napětí (modře) a detail zvlnění a šumu výstupního napětí (žlutě) při omezení výstupního proudu na hodnotu 1,024 A (měřený $I_{out} = 1,02 \text{ A}$)

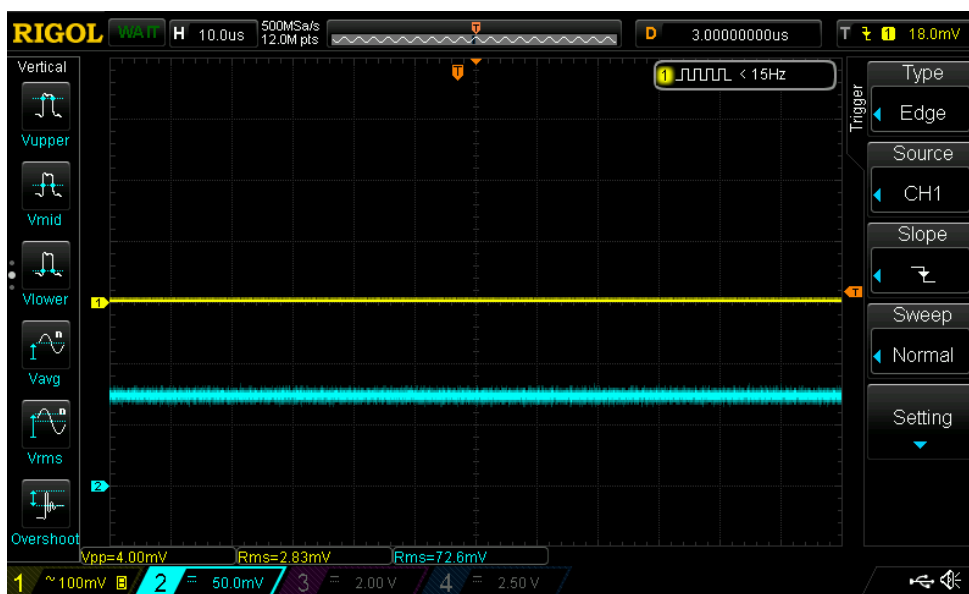
Aby byla ověřena funkčnost proudového omezení a změřen vliv na zvlnění a šum výstupního napětí, bylo dále nastaveno proudové omezení na hodnoty 0,5 A (viz obrázek 80), 0,1 A (viz obrázek 81) a 0 A (viz obrázek 82).



Obrázek 80: Výstupní napětí (modře) a detail zvlnění a šumu výstupního napětí (žlutě) při omezení hodnoty výstupního proudu na 0,5 A (měřený $I_{out} = 509 \text{ mA}$)



Obrázek 81: Výstupní napětí (modře) a detail zvlnění a šumu výstupního napětí (žlutě) při omezení hodnoty výstupního proudu na 0,1 A (měřený $I_{out} = 107$ mA)



Obrázek 82: Výstupní napětí (modře) a detail zvlnění a šumu výstupního napětí (žlutě) při omezení hodnoty výstupního proudu na 0 A (měřený $I_{out} = 7,26$ mA)

Z výše uvedených měření je patrné, že navržený laboratorní zdroj disponuje funkčním proudovým omezením nastavitelným v rozsahu od 0 A do 1 A. Obvod ale není zcela dokonalý, protože při nastavení proudového limitu na 0 A protéká na výstup zdroje stále proud 7,26 mA (viz obrázek 82). Důvodem je nemožnost nastavit zcela nulové napětí na svorce *SET* lineárního stabilizátoru LT3080, takže ani výstupní napětí zdroje jenž zrcadlí napětí na svorce *SET* není nulové.

Prozatím bylo ověřeno, že maximální nastavitelné výstupní napětí je $U_{out,lim} = 30 \text{ V}$ a maximální výstupní proud je omezen na hodnotu $I_{out,lim} = 1,024 \text{ A}$. V ideálním případě by byl maximální výstupní výkon zdroje roven

$$P = U_{out,lim} \cdot I_{out,lim} = 30 \cdot 1,024 = 30,72 \text{ W.} \quad (4.1)$$

Pro ověření této skutečnosti byly na výstup zdroje zapojeny 3 výkonové rezistory s celkovou hodnotou odporu $R_Z = 30 \text{ } \Omega$. Při nastavení výstupního napětí na 30 V ale nastal problém. Maximální výstupní napětí, které byl napájecí zdroj s touto zátěží schopen poskytnout, bylo pouze $U_{out} = 29 \text{ V}$. Maximální výstupní výkon jednoho kanálu zdroje je tedy

$$P_{out} = \frac{(U_{out})^2}{R_Z} = \frac{29^2}{30} = 28 \text{ W.} \quad (4.2)$$

Důvodem snížení maximálního výstupního výkonu je neočekávaný pokles výstupního napětí toroidního transformátoru. Výrobce specifikuje, že efektivní hodnota střídavého napětí na sekundárním vinutí transformátoru dosahuje 25 V při zátěži 1,5 A. Při provedeném měření ale výstupní napětí transformátoru kleslo pod tuto hodnotu i při výstupním proudu pouze 1 A. Z důvodu nedostatečné hodnoty napájecího napětí pak ani výstupní napětí nemůže dosahovat očekávaných hodnot. Pokles napětí může být způsoben nedostatečným průřezem vodičů, jenž tvoří sekundární vinutí transformátoru a následně rozvádí napájecí napětí k desce plošných spojů. Menší průřez vodičů znamená nárůst jejich odporu, a tedy i vyšší úbytek napětí na vodičích. V případě že by výstupní výkon jednoho kanálu nedostačoval, je možné využít galvanického oddělení obou kanálů. Jejich paralelním propojením lze zvýšit maximální výstupní proud, anebo je lze zapojit do série a dosáhnout tak výstupního napětí až 60 V.

Minimální výstupní napětí zdroje bez zátěže i se zátěží dosahuje hodnoty $U_{out,min} = 38 \text{ mV}$. Důvodem není nefunkční obvod zajišťující odběr proudu nutného pro zachování funkčnosti napěťové regulace lineárních stabilizátorů, ale volba operačního zesilovače. Operační zesilovač LM358B od společnosti Texas Instruments má sice výhodné parametry z hlediska nízké vstupní napěťové nesymetrie, šumu a vysokého rozsahu napájecích napětí, ale jeho výstupní napětí nemůže klesnout až na nulu. Podle katalogového listu se minimální dosažitelné výstupní napětí zesilovače může přiblížit až na 5 mV (typicky) k zápornému napájecímu napětí [29]. Protože výstupní napětí neinvertujícího zesilovače využívajícího tento operační zesilovač nastavuje výstupní napětí celého laboratorního zdroje, je i minimální nastavitelné napětí zdroje limitováno touto hodnotou. Zajištění záporného napájecího napětí pro tento zesilovač by umožnilo nastavení i zcela nulového výstupního napětí, ale to by vyžadovalo další integrované obvody a komplexnější návrh, a tedy i vyšší cenu.

4.2 Zvlnění a šum výstupního napětí

Výstupní napětí laboratorního zdroje má několik složek: stejnosměrnou složku, střídavou složku způsobenou zvlněním a střídavou složku způsobenou šumem. V ideálním případě by střídavé složky nebyly na výstupu napájecího zdroje vůbec přítomny, ale i přes vysokou hodnotu činitele potlačení zvlnění napájecího napětí lineárních stabilizátorů dochází k přenosu zvlnění výstupního napětí usměrňovače až na výstup laboratorního zdroje. Očekávaná frekvence zvlnění je 100 Hz (dvojnásobek frekvence napájecího napětí 230 V/ 50 Hz), protože v navrženém zdroji je využit můstkový usměrňovač využívající obě půlvlny vstupního napětí. Zvlnění výstupního napětí usměrňovače je závislé na velikosti odebíraného proudu, a proto bude i zvlnění na výstupu zdroje vyšší při zvýšení výstupního proudu. Na výstupní napětí je rovněž superponován šum, jenž může pocházet z celé řady zdrojů. Při měření je nutné co nejvíce vyloučit parazitní vazbu rušivých signálů z externích zdrojů, protože jinak může dojít k značenému zvýšení naměřeného šumu výstupního napětí.

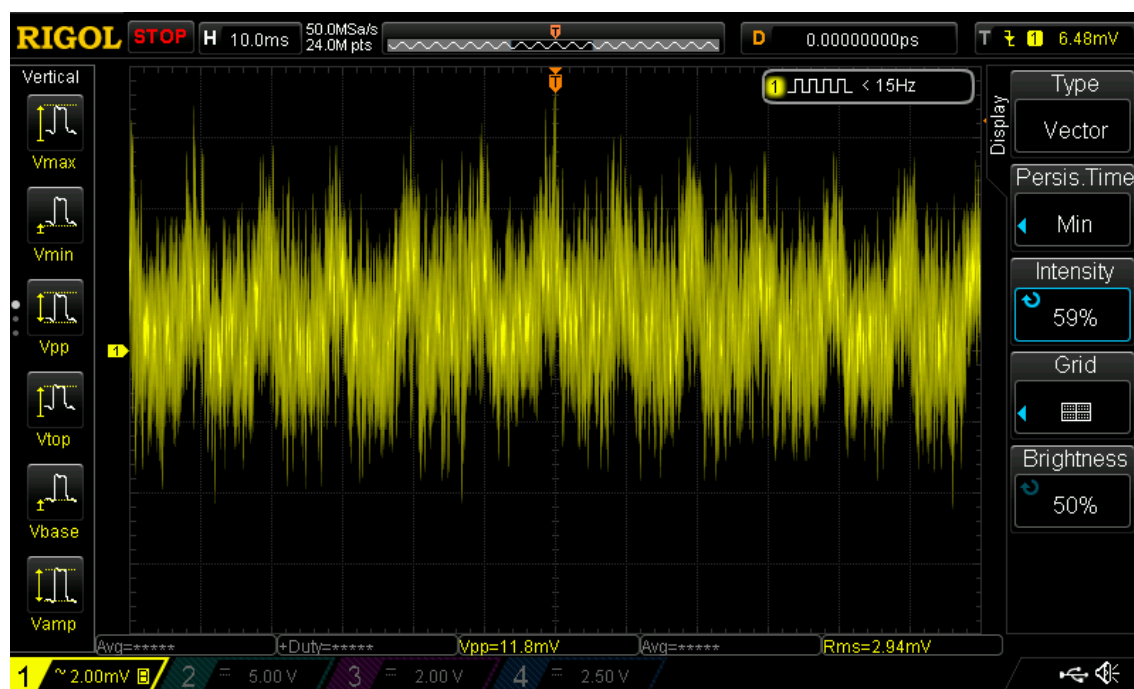
Výrobci laboratorních zdrojů obvykle specifikují hodnotu střídavých složek způsobených zvlněním šumem souhrnně v parametru označovaném anglicky jako *output ripple and noise* (zvlnění a šum výstupního napětí). Často je udávána jak efektivní hodnota (U_{rms}) tak i mezivrcholová hodnota ($U_{\text{p-p}}$) zvlnění a šumu.

Při měření je obvykle využita jednoduchá odporová zátěž místo elektronických zátěží, aby se vyloučil vliv rušení těchto přístrojů na výsledky měření. Velice důležité je minimalizovat vzdálenost mezi sondou osciloskopu a výstupem zdroje a také omezit velikost zemní smyčky. Z těchto důvodů je vhodné namísto klasického zemního vodiče s krokosvorkou použít zemnicí pružinu zachycenou na obrázku 83. Pokud je to možné, měla by být využita sonda s dělicím poměrem 1:1, aby se omezil vliv děličů napětí a následného zesilování v osciloskopu. Standardně se také při měření zvlnění a šumu omezuje šířka pásma osciloskopu na 20 MHz, aby se zajistily srovnatelné výsledky při použití osciloskopů s různými šířkami pásma [51].

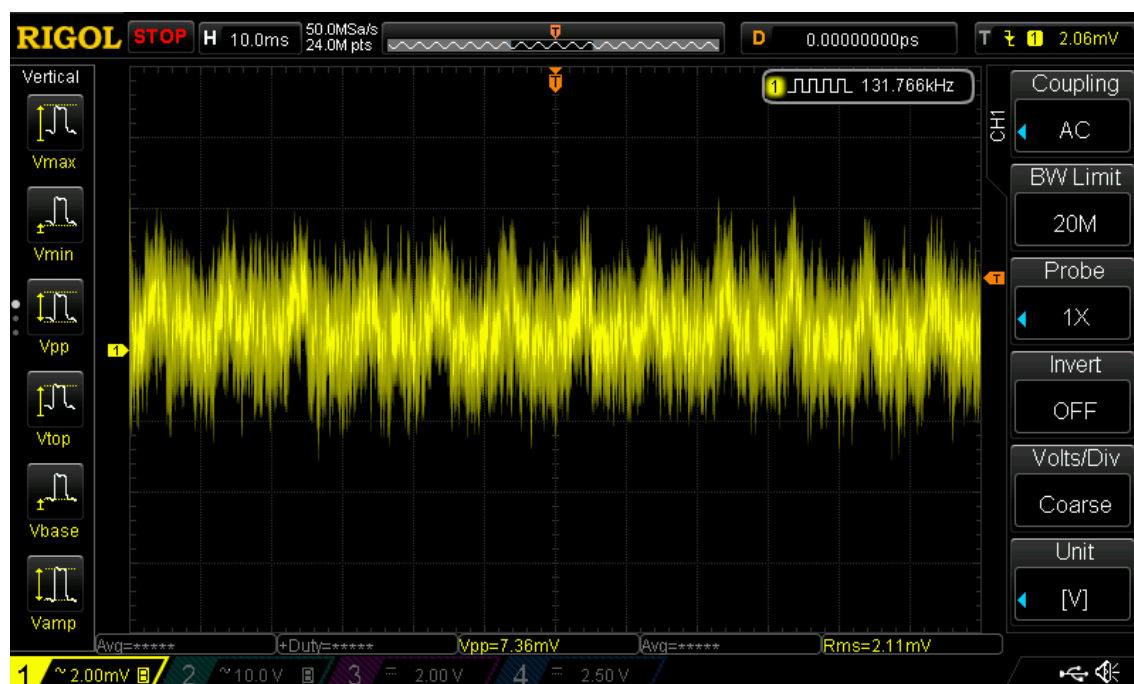


Obrázek 83: Sonda osciloskopu se zemnicí pružinou

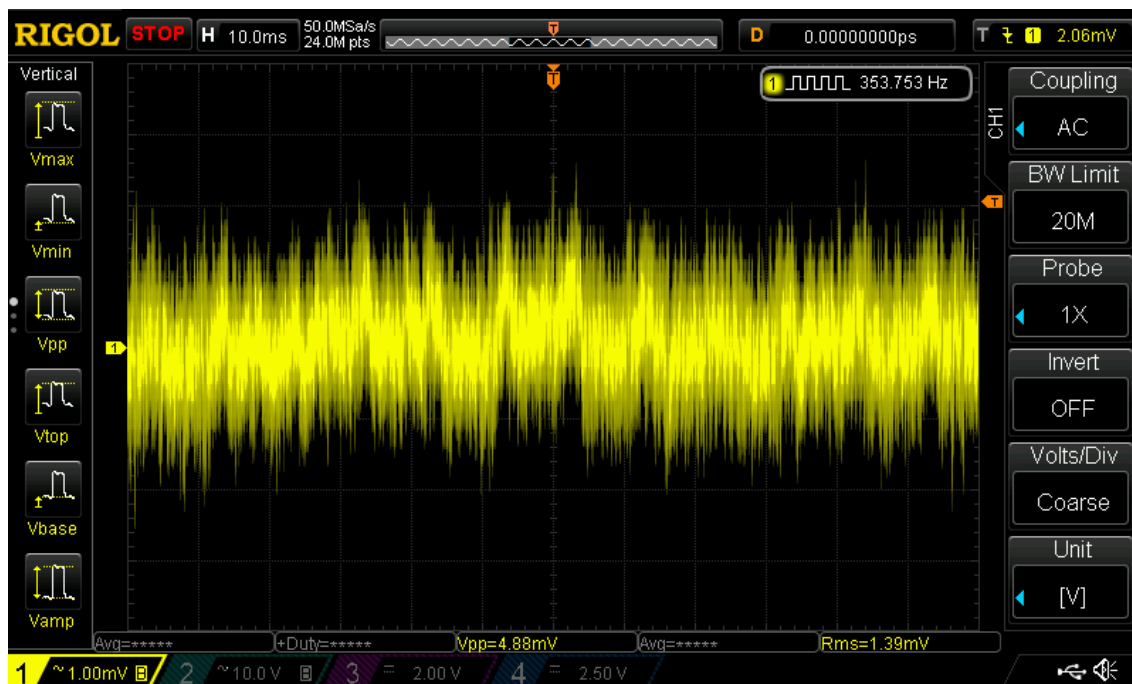
Při měření byly respektovány všechna výše uvedená pravidla. Přímě k výstupnímu konektoru napájecího kanálu byl připojen rezistor s odporem $10\ \Omega$ a výstupní napětí U_{out} bylo postupně nastavováno na hodnoty 1 V, 5 V a 10 V, což podle Ohmova zákona znamená výstupní proudy $I_{out} = 0,1\text{ A}$; $0,5\text{ A}$ a 1 A . Na obrázcích 84, 85 a 86 jsou výsledky měření výstupního zvlnění a šumu při různých výstupních proudech.



Obrázek 84: Zvlnění a šum výstupního napětí při $I_{out} = 1\text{ A}$ ($U_{p-p} = 11,8\text{ mV}$)



Obrázek 85: Zvlnění a šum výstupního napětí při $I_{out} = 0,5\text{ A}$ ($U_{p-p} = 7,36\text{ mV}$)



Obrázek 86: Zvlnění a šum výstupního napětí při $I_{\text{out}} = 0,1 \text{ A}$ ($U_{p-p} = 4,88 \text{ mV}$)

V souladu s očekáváními je nejvyšší naměřená hodnota zvlnění a šumu při výstupním proudu $I_{\text{out}} = 1 \text{ A}$. Naměřeny byly tyto typické hodnoty (viz měřicí funkce osciloskopu zachycené na obrázku 84):

$$U_{p-p} = 11,8 \text{ mV}$$

$$U_{rms} = 2,94 \text{ mV}$$

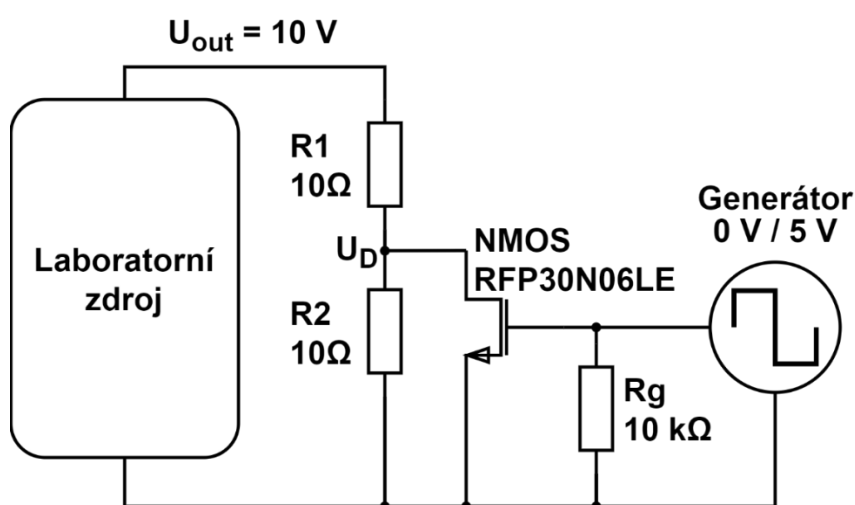
Tyto hodnoty splňují požadavky na laboratorní zdroj, jež byly stanoveny v tabulce 2 a jsou také v souladu s typickými hodnotami měřenými u lineárních zdrojů [53]. Z výše uvedených obrázků je také patrné, proč se uvádí údaj o zvlnění a šumu výstupního napětí dohromady. Ačkoliv je například na obrázku 84 viditelná pravidelnost zvlnění s periodou 10 ms (odpovídá frekvenci 100 Hz), není možné kvůli superponovanému šumu změřit pouze samotnou amplitudu zvlnění.

4.3 Odezva na skokovou změnu výstupního proudu

Ideální napájecí zdroj udržuje konstantní výstupní napětí bez ohledu na velikost výstupního proudu. Reálné napájecí zdroje však nedokážou udržet konstantní výstupní napětí při strmé změně proudu tekoucího do připojené zátěže. Pokud náhle klesne odpor připojené zátěže, dojde ke krátkému poklesu výstupního napětí zdroje do doby, než zpětnovazební systém napěťových stabilizátorů vrátí výstupní napětí na nastavenou hodnotu. Výrobci lineárních stabilizátorů často doporučují připojit na výstupní svorku kondenzátor s dostatečně velkou kapacitou, jenž snižuje změnu výstupního napětí při skokové změně výstupního proudu [22].

Výrobci laboratorních zdrojů specifikují dobu zotavení po skokové změně výstupního proudu (anglicky *load transient recovery time*). Jedná se o čas od skokové změny výstupního proudu do návratu výstupního napětí na nastavenou hodnotu (s určitou tolerancí). Snahou je dosáhnout co nejrychlejšího návratu výstupního napětí k nastavené hodnotě, protože jinak by mohlo hrozit neočekávané chování připojených obvodů (například restartování mikrokontroléru po připojení zátěže).

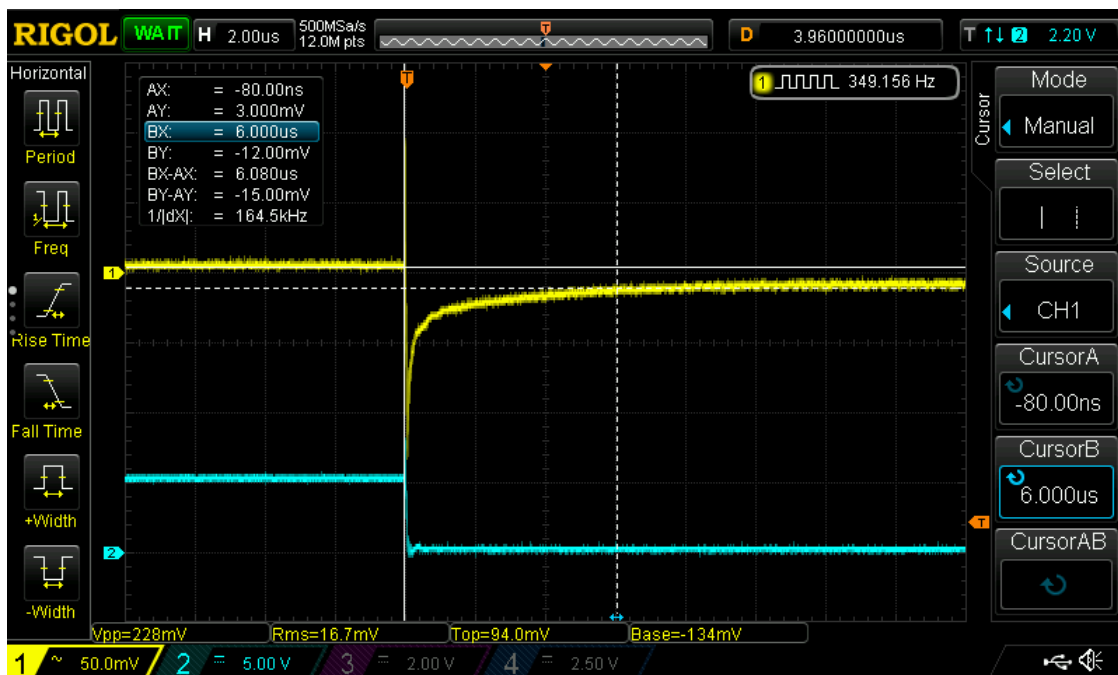
Měření odezvy na skokovou změnu výstupního proudu probíhalo pomocí obvodu zachyceného na obrázku 87. Unipolární tranzistor RFP30N06LE slouží ke zkratování rezistoru R_2 , což způsobí pokles celkového odporu zátěže na polovinu. Tento tranzistor byl zvolen, protože má velmi nízký odpor kanálu v sepnutém stavu ($>0,1 \Omega$), nízké prahové napětí (1 V až 2 V) a bez problému vydrží maximální výstupní proud zdroje 1 A ($I_{D,max} = 30 \text{ A}$) [52].



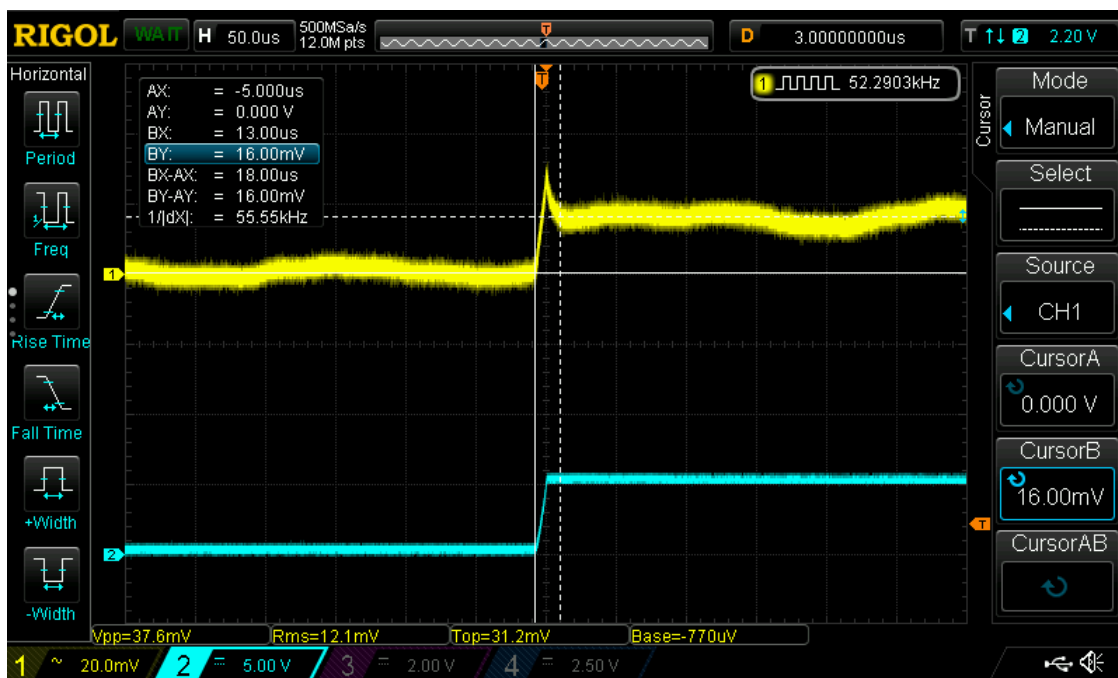
Obrázek 87: Obvodové zapojení laboratorního zdroje při měření odezvy na skokovou změnu výstupního proudu

Při měření zachyceném na obrázku 87 byla měřena odezva na skok výstupního proudu z 0,5 A na 1 A. (z 50 % na 100 % rozsahu). Osciloskopem připojeným k výstupu laboratorního zdroje byla měřena doba, za kterou se výstupní napětí zdroje vrátí k nastavené hodnotě $U_{out} \pm 15 \text{ mV}$. Druhý kanál osciloskopu měřil napětí U_D na rezistoru R_2 . V případě že byl NMOS tranzistor sepnut, kleslo napětí U_D na téměř nulovou hodnotu a výstupní proud dosáhl 1 A.

Doba zotavení po skokovém nárustu výstupního proudu z 0,5 A na 1 A byla pomocí kurzorů určena z obrázku 88 na $t_{tr} = 6 \mu\text{s}$. Odezva na opětovný skokový pokles výstupního proudu byla delší, a to přibližně $t_{rf} = 18 \mu\text{s}$ (viz obrázek 89). Navržený laboratorní zdroj je schopen velice rychle reagovat na změny odporu zátěže a pravděpodobně tedy nehrozí neočekávané chování připojených obvodů při náhlých změnách výstupního proudu. Právě krátká odezva na změnu výstupního proudu je značnou výhodou zdrojů založených na využití klasických lineárních stabilizátorů oproti spínaným zdrojům. Doba odezvy na skokovou změnu výstupního proudu může u spínaných zdrojů dosahovat i desítek milisekund, kdežto u lineárních zdrojů by typicky neměla přesáhnout 200 μs [53].

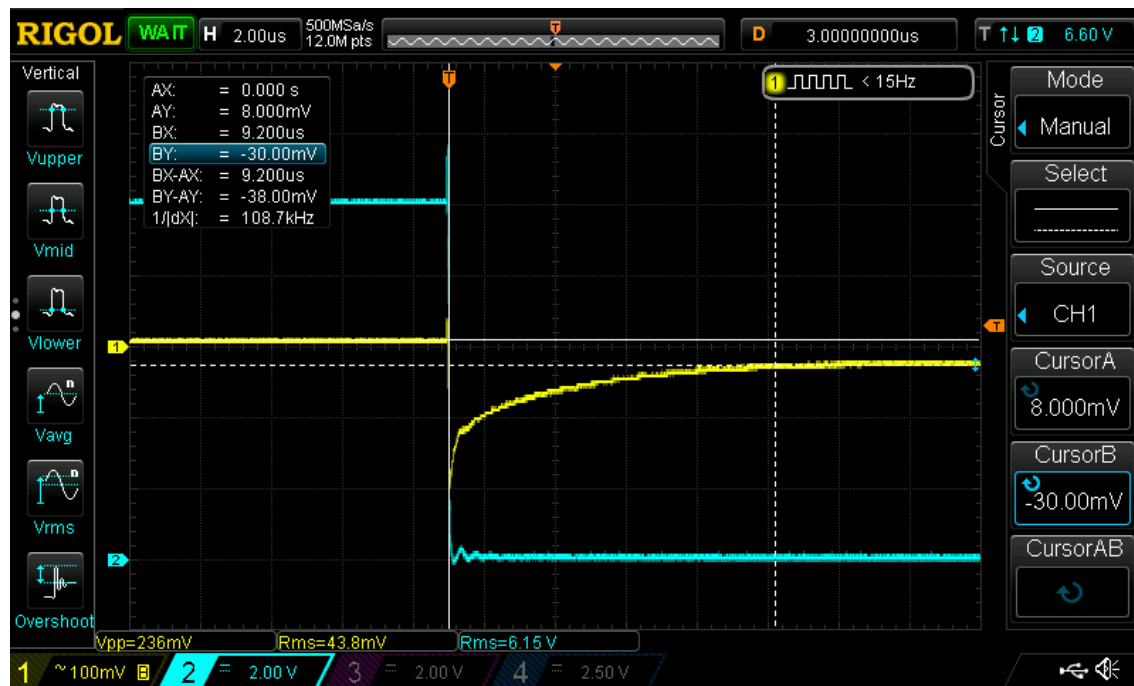


Obrázek 88: Odezva na skokový nárůst výstupního proudu z 0,5 A na 1 A
(žlutá = výstupní napětí U_{out} , modrá = napětí U_D)



Obrázek 89: Odezva na skokový pokles výstupního proudu z 1 A na 0,5 A
(žlutá = výstupní napětí U_{out} , modrá = napětí U_D)

Na obrázku 90 je zachycena odezva na skokový nárůst výstupního proudu z 0 A na 1 A (z 0 na téměř 100 % rozsahu výstupního proudu). I v této situaci je doba do zotavení ze skokové změny proudu velice krátká. Toto měření slouží k určení vlivu zátěže na hodnotu výstupního napětí. Z obrázku 90 lze vyčíst (měřeno kurzory), že po změně výstupního proudu z 0 A do téměř maximální hodnoty 1 A došlo k poklesu výstupního napětí o 38 mV (z 10,0 V na 9,96 V). To je pokles o 0,4 %. Tento parametr bývá anglicky označován jako *load regulation* a do češtiny se překládá jako stabilizace zátěže.



Obrázek 90: Odezva na skokovou změnu výstupního proudu z 0 A na 1 A
(žlutá = výstupní napětí U_{out} , modrá = napětí U_D)

4.4 Přesnost měření výstupního napětí a proudu

Při určování přesnosti měření výstupního napětí byl na výstup zdroje připojen multimetr Brymen BM235. Výstupní napětí zdroje bylo nastavováno až do plného rozsahu s krokem 0,5 V, přičemž v každém kroku se zaznamenávala odchylka mezi hodnotou výstupního napětí měřenou napájecím zdrojem a údajem multimetru. Největší zaznamenaná odchylka mezi měřenými hodnotami byla 30 mV. Celou tabulku s naměřenými hodnotami lze nalézt v příloze A.3.

Přesnost měření výstupního proudu spočívala v připojení zatěžovacího rezistoru $R_Z = 10,3 \Omega$ a nastavováním výstupního napětí od 1 V (přibližně 100 mA výstupní proud) až do 10 V (přibližně 1 A výstupní proud). V každém bodě byla zjištěna odchylka mezi hodnotou výstupního proudu I_{meas} vyčtenou z LCD displeje laboratorního zdroje a hodnotou I_{calc} vypočtenou z výstupního napětí a odporu zátěže. Největší odchylka Δ_{max} mezi těmito hodnotami byla 5 mA (viz tabulka 5).

Tabulka 5: Určení přesnosti měření výstupního proudu

U_{out} [V]	R_Z [Ω]	I_{calc} [mA]	I_{meas} [mA]	ΔI [mA]	Δ_{max} [mA]	Δ_{min} [mA]
0,99	10,3	96	91	5	5	-3
2,00		194	190	4		
2,99		290	287	3		
3,99		387	385	2		
4,97		483	482	1		
5,99		582	582	0		
6,97		677	678	-1		
7,95		772	774	-2		
8,94		868	871	-3		
9,96		967	970	-3		

4.5 Souhrn vlastností laboratorního zdroje

V tabulce 6 je uvedeno shrnutí vlastností navrženého laboratorního napájecího zdroje a to včetně hodnot naměřených při testech.

Tabulka 6: Souhrn vlastností navrženého laboratorního napájecího zdroje

Počet nastavitelných kanálů	2
Rozsah výstupního napětí	0,04 V až 30 V
Rozsah nastavení proudového omezení	0 A až 1,023 A
Maximální výstupní výkon jednoho kanálu	28 W
Zvlnění a šum výstupního napětí efektivní hodnota (20 Hz do 20 MHz)	$\leq 5 \text{ mV}$
Doba zotavení po skokové změně výstupního proudu o 50 % rozsahu (<i>transient response</i>)	$\leq 20 \text{ } \mu\text{s}$
Stabilizace zátěže (<i>load regulation</i>)	$\leq 0,6 \text{ } \%$
Rozlišení nastavení/měření napětí	10 mV
Rozlišení nastavení/měření proudu	1 mA
Přesnost měření výstupního napětí / proudu	$\leq \pm 30 \text{ mV} / \leq \pm 5 \text{ mA}$
Napájecí napětí	230 V / 50 Hz
Možnost zapojení do symetrického zdroje	ANO
Indikace omezení proudu	ANO – LED dioda i akustická (volitelně)
Možnost kalibrace	ANO
Možnost komunikace s PC	ANO, konektor USB (typ B)
Nastavení rychlosti ventilátoru	ANO, manuální a automatické (řízené teplotou)
Rozměry (šířka · výška · hloubka)	220 · 125 · 245 mm
Hmotnost	3,0 kg

5 ZÁVĚR

Tato diplomová práce se zabývá návrhem laboratorního napájecího zdroje, který obsahuje dva nezávislé kanály, jež jsou schopny poskytnout výstupní napětí v rozsahu od 0 V do 30 V s upravitelným proudovým omezením do 1 A. Cílem práce byl nejen návrh schématu zapojení včetně popisu jednotlivých bloků, ale i vlastní realizace tohoto zařízení a následné otestování.

Navržený laboratorní zdroj umožňuje nastavení výstupního napětí od 37 mV do 30 V, přičemž proudové omezení lze nastavit v rozsahu od 0 A do 1,023 A. Rozlišení nastavení a měření výstupního napětí je 10 mV a proudové omezení lze nastavit s rozlišením 1 mA. Program mikrokontroléru umožňuje provedení kalibrace zdroje, díky které je měření a nastavování výstupního napětí dostatečně přesné. Manuální ovládání zdroje zabezpečují tlačítka, klávesnice a rotační enkodér. Implementace jednoduchého komunikačního protokolu umožňuje i řízení zdroje ze softwaru počítače. Pomocí příkazů z počítače lze zapnout či vypnout výstup kanálu a samozřejmě i nastavit či změřit výstupní napětí a proud.

V první části práce jsou popsány typy napájecích zdrojů a napěťových stabilizátorů. Důraz je kladen především na lineární napěťové stabilizátory, ale jsou zde rovněž popsány spínané stabilizátory a spínané zdroje. Chlazení výkonových součástek v napájecích zdrojích je velmi důležité, a proto jsou v této části uvedeny postupy, jež jsou následně využity k výpočtu parametrů chladičů výkonových součástek. Jedna z podkapitol je také věnována šumu a možnostem filtrace zvlnění výstupního napětí.

Druhá část práce se věnuje samotnému návrhu zdroje včetně popisu klíčových součástek a navržených bloků. Na začátku jsou přesně specifikovány parametry zdroje, které byly při návrhu zohledňovány. Následuje výběr nejdůležitější komponenty celého zdroje, kterou je napěťový stabilizátor. Zvolený lineární stabilizátor LT3080 umožňuje dosáhnout až nulového výstupního napětí, ale má i specifické provozní požadavky, které jsou v této části popsány. Následně jsou uvedeny způsoby nastavení a měření výstupního napětí a proudu. K tomuto účelu jsou využity dvanáctibitové D/A a A/D převodníky v kombinaci s přesnými napěťovými zesilovači. Celý laboratorní zdroj je napájen střídavým napětím 230 V, a proto je nezbytnou součástí práce určení parametrů transformátoru a návrh usměrňovačů. Podmínkou pro zajištění nezávislosti obou kanálů je jejich galvanické oddělení, a to nejen jejich napájecího napětí, ale i komunikační sběrnice mezi sdíleným mikrokontrolérem a jednotlivými kanály. V této části je rovněž popsán systém přepínání vstupního napětí sloužící k minimalizaci výkonových ztrát, výběr mikrokontroléru a systém měření teploty spojený s automatickou regulací rychlosti ventilátoru.

Třetí kapitola popisuje realizaci napájecího zdroje. Značná část je věnována krytu zařízení, který byl pro tento zdroj navržen zcela na míru a následně vyroben procesem 3D tisku. Tento postup umožnil dokonalé přizpůsobení rozměrů a rozmístění ovládacích prvků potřebám uživatele. Neméně důležitou součástí zdroje je program mikrokontroléru, jenž výrazně ovlivňuje vlastnosti zdroje. Kromě základního ovládání zdroje jsou v této části popsány i pokročilé funkce jako kalibrace zdroje, komunikace s počítačem nebo automatické řízení rychlosti ventilátoru.

Poslední část práce se zabývá podrobnou charakterizací vlastností realizovaného zdroje. Základní provedená měření rozsahu výstupního napětí a proudového omezení potvrzují funkčnost navrženého zdroje. Nad rámec zadání pak byly realizovány i další testy, mezi které patří měření šumu a zvlnění výstupního napětí, zachycení odezvy na skokovou změnu výstupního proudu a určení přesnosti měření výstupního napětí a proudu. Tyto testy potvrzují, že parametry laboratorního zdroje splňují stanovené specifikace na nízké zvlnění výstupního napětí a vysokou přesnost.

Zhotovený napájecí zdroj je zcela funkční a splňuje všechny vytyčené požadavky. Proto se ihned stal neodmyslitelnou součástí domácího měřicího pracoviště, kde napomáhá při realizaci dalších projektů. Napájecí zdroj je svými parametry, funkcemi i zpracováním srovnatelný s profesionálními zdroji prodávanými na trhu. Současné ovládání zdroje z počítače pomocí několika příkazů značně rozšiřuje jeho schopnosti, které bych chtěl v budoucnu rozvíjet. Vytvoření dedikovaného softwaru s grafickým uživatelským rozhraním proto bude dalším krokem rozvoje tohoto projektu. Software zjednoduší ovládání přístroje, umožní provádění automatizovaných měření a jejich následné grafické vyhodnocení.

LITERATURA

- [1] HOROWITZ, Paul a Winfield HILL. *The art of electronics*. Third edition. New York: Cambridge University Press, 2015, xxxi, 1192 stran. ISBN 978-0-521-80926-9.
- [2] BURLAK, Vladimír. Jak se dělá transformátor. *Elektro: Odborný časopis pro elektrotechniku* [online]. 2011(6) [cit. 2019-12-09]. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/elektro/casopis/tema/jak-se-dela-transformator--9992>
- [3] GRIFFITH, Bill. Linear vs. Switching Power Supplies. In: *Keysight Blogs* [online]. 2018 [cit. 2019-12-09]. Dostupné z: https://blogs.keysight.com/blogs/tech/bench.entry.html/2018/09/28/linear_vs_switching-V8iS.html
- [4] LAKKAS, George. TEXAS INSTRUMENTS. *MOSFET power losses and how they affect power-supply efficiency* [online]. 2016 [cit. 2020-3-3]. SLYT664. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slyt664/slyt664.pdf>
- [5] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Lineární napájecí zdroje*. Praha: BEN – technická literatura, 2001, 136 s. ISBN 80-7300-002-4.
- [6] MALVINO, Albert Paul a David J BATES. *Electronic principles*. 7th ed. New York: McGraw-Hill; Higher Education, 2007, xix, 1116 s. ISBN 978-0-07-297527-7.
- [7] SIMPSON, Chester. TEXAS INSTRUMENTS. *Linear and Switching Voltage Regulator Fundamental: Part 1* [online]. 2011 [cit. 2019-12-1]. SNVA558. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/snva558/snva558.pdf>
- [8] TEXAS INSTRUMENTS. *TPS728xx Series: 200 mA Low-Dropout Linear Regulator with Pin-Selectable Dual-Voltage Level Output* [online]. 2007 [cit. 2019-12-1]. SBVS095. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps728.pdf>
- [9] TEXAS INSTRUMENTS. *Linear Regulators: Theory of Operation and Compensation* [online]. 2000 [cit. 2019-12-1]. Rev. B. SNVA020B. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/snva020b/snva020b.pdf>
- [10] ON SEMICONDUCTOR. *LM317: Adjustable Positive Voltage Regulator* [online]. 2016 [cit. 2019-12-1]. Rev. 16. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/LM317-D.PDF>
- [11] TEXAS INSTRUMENTS. *LM317: 3-Terminal Adjustable Regulator* [online katalogový list]. Rev. September 2016. 1997 [cit. 2020-3-22]. SLVS044X. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/slvs044x/slvs044x.pdf>
- [12] NATIONAL INSTRUMENTS. *Transient Response* [online]. [cit. 2019-12-1]. Dostupné z: http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/370736U-01/ni_dc_power_supplies_help/transient_response/
- [13] Switch Mode Power Supply. In: *Electronics Tutorials* [online]. [cit. 2019-12-09]. Dostupné z: <https://www.electronics-tutorials.ws/power/switch-mode-power-supply.html>
- [14] PATOČKA, Miroslav. Vybrané stati z výkonové elektroniky: Svazek I. Tepelné jevy, činný výkon. 3. vyd. Brno: VUT, 2000, 61 s. ISBN 80-214-1736-6.
- [15] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje I: Základní zapojení analogových a spínaných napájecích zdrojů*. 2. vyd. Praha: BEN, 1997, 341 s. ISBN 80-86056-02-3.

- [16] Step Down Buck Regulator / Converter: SMPS Power Supply Circuits Primer & Tutorial. In: *Electronics Notes* [online]. [cit. 2019-12-09]. Dostupné z: https://www.electronics-notes.com/articles/analogue_circuits/power-supply-electronics/switching-step-down-buck-regulator-dc-dc-converter.php
- [17] Step Up Boost Regulator or Converter: SMPS Power Supply Circuits Primer & Tutorial. In: *Electronics Notes* [online]. [cit. 2019-12-09]. Dostupné z: https://www.electronics-notes.com/articles/analogue_circuits/power-supply-electronics/switching-step-up-boost-regulator-dc-dc-converter.php
- [18] LEE, Seri. *How to Select a Heat Sink* [online]. 1995 [cit. 2019-12-1]. Dostupné z: <https://www.electronics-cooling.com/1995/06/how-to-select-a-heat-sink/>
- [19] FISCHER ELEKTRONIK. *Katalog chladičů a příslušenství: f.cool.cz 17/18* [online]. 2017 [cit. 2019-12-1]. Dostupné také z: <https://www.fischerelektronik.de/fileadmin/fischertemplates/download/Katalog/chladice.pdf>
- [20] ANALOG DEVICES. *Thermal Resistance Table* [online]. [cit. 2019-12-1]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/package-pcb-resources/package/thermal-table.pdf>
- [21] MORITA, Glenn. ANALOG DEVICES. *Noise Sources in Low Dropout (LDO) Regulators: Application note* [online]. 2011 [cit. 2019-12-1]. Rev. 0. AN-1120. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN-1120.pdf>
- [22] ANALOG DEVICES. *LT3080: Adjustable 1.1 A Single Resistor Low Dropout Regulator* [online]. 2007 [cit. 2019-12-1]. Rev. C. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3080fc.pdf>
- [23] TEEL, John. TEXAS INSTRUMENTS. *Understanding power supply ripple rejection in linear regulators* [online]. 2005 [cit. 2019-12-1]. SLYT202. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slyt202/slyt202.pdf>
- [24] LIU, Leo. ANALOG DEVICES. *Comprehensively Understand and Analyze Switching Regulator Noise: Technical Article* [online]. [cit. 2019-12-1]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/tech-articles/Comprehensively-Understand-and-Analyze-Switching-Regulator-Noise.pdf>
- [25] TEXAS INSTRUMENTS. *TPS7A4701: 36-V, 1-A, 4-μVRMS, RF LDO Voltage Regulator* [online]. 2012 [cit. 2019-12-1]. Rev. F. SBVS204F. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps7a47.pdf>
- [26] ON SEMICONDUCTOR. *MMSZ4679T1G: Zener Voltage Regulators* [online]. 2018 [cit. 2019-12-1]. Rev. 12. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MMSZ4678T1-D.PDF>
- [27] ON SEMICONDUCTOR. *MMBT2222: NPN General Purpose Transistors* [online]. 2016 [cit. 2019-12-1]. Rev. 11. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MMBT2222LT1-D.PDF>
- [28] MICROCHIP TECHNOLOGY. *MCP4822: 12-Bit Dual Voltage Output Digital-to-Analog Converter with Internal VREF and SPI Interface* [online]. 2010 [cit. 2019-12-1]. Rev. B. DS20002249B. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/20002249b.pdf>
- [29] TEXAS INSTRUMENTS. *LM358B: Industry-Standard Dual Operational Amplifiers* [online katalogový list]. Rev. October 2019. 1976 [cit. 2020-3-22]. SLOS068W. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm358b.pdf>

- [30] NEXPERIA. *2N7002: 60 V, 300 mA N-channel Trench MOSFET* [online katalogový list]. 2011 [cit. 2020-3-22]. Rev. 7. Dostupné z: <https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/2N7002.pdf>
- [31] MANCINI, Ron. TEXAS INSTRUMENTS. *Don't fall in love with one type of instrumentation amp* [online]. 2002 [cit. 2019-12-1]. Dostupné z: <https://www.edn.com/design/analog/4346481/Don-t-fall-in-love-with-one-type-of-instrumentation-amp>
- [32] TEXAS INSTRUMENTS. *INA827: Wide Supply Range, Rail-to-Rail Output Instrumentation Amplifier With a Minimum Gain of 5* [online]. 2012 [cit. 2019-12-1]. Rev. B. SBOS631B. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina827.pdf>
- [33] JONES, David. *uSupply: Battery Powered Bench PSU* [online]. 2012 [cit. 2019-12-1]. Rev. C. Dostupné z: <https://www.eevblog.com/files/uSupplyBenchRevC.pdf>
- [34] MICROCHIP TECHNOLOGY. *MCP1541: 4.096V Voltage Reference* [online]. 2001 [cit. 2019-12-1]. Rev. C. DS21653C. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/21653c.pdf>
- [35] TEXAS INSTRUMENTS. *NE555: Precision Timers* [online]. 1973 [cit. 2019-12-1]. Rev. I. SLFS022I. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/se555.pdf>
- [36] NEXPERIA. *PMEG6030EP: 3 A low VF MEGA Schottky barrier rectifier* [online]. 2017 [cit. 2019-12-1]. Rev. 2. Dostupné z: <https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/PMEG6030EP.pdf>
- [37] MOGHIMI, Reza. *Curing Comparator Instability with Hysteresis*. In: *Analog Dialogue* [online]. 2000 [cit. 2019-12-09]. Dostupné z: <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/curing-comparator-instability-with-hysteresis.html>
- [38] ANALOG DEVICES. *ADP7142: 40 V, 200 mA, Low Noise, CMOS LDO Linear Regulator* [online]. 2014 [cit. 2019-12-1]. Rev. G. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADP7142.pdf>
- [39] STMICROELECTRONICS. *L78: Positive voltage regulator ICs* [online katalogový list]. 2018 [cit. 2020-3-22]. Rev. 36. DS0422. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/l78.pdf>
- [40] TEXAS INSTRUMENTS. *LMC7660: Switched Capacitor Voltage Converter* [online]. 1997 [cit. 2019-12-1]. Rev. C. SNOSBZ9C. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmc7660.pdf>
- [41] MICROCHIP TECHNOLOGY. *MCP3202: 2.7 V Dual Channel 12-Bit A/D Converter with SPI Serial Interface* [online katalogový list]. Rev. F. 2011 [cit. 2019-12-1]. DS21034F. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21034F.pdf>
- [42] TEXAS INSTRUMENTS. *ISO7762: High-speed, robust EMC, reinforced six-channel digital isolators* [online]. 2017 [cit. 2019-12-1]. Rev. E. SLLSER1E. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/iso7762.pdf>
- [43] MICROCHIP TECHNOLOGY. *ATmega1284/P: megaAVR® Data Sheet* [online]. 2018 [cit. 2019-12-1]. Rev. A. DS40002070A. Dostupné z: http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/ATmega164A_PA-324A_PA-644A_PA-1284_P_Data-Sheet-40002070A.pdf
- [44] MICROCHIP TECHNOLOGY. *MCP23S17: 16-Bit I/O Expander with Serial Interface* [online]. 2005 [cit. 2019-12-1]. Rev. C. DS20001952C. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/20001952C.pdf>

- [45] CURRAN, Mike. MICROCHIP TECHNOLOGY. *Interfacing a 4x4 Matrix Keypad with an 8-Bit GPIO Expander* [online]. 2007 [cit. 2019-12-1]. DS01081A. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/Appnotes/01081a.pdf>
- [46] FUTURE TECHNOLOGY DEVICES INTERNATIONAL. *FT232R USB UART IC* [online]. 2005 [cit. 2019-12-1]. Ver. 2.15. FT_000053. Dostupné z: https://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/ICs/DS_FT232R.pdf
- [47] MAXIM INTEGRATED. *DS18B20: Programmable Resolution 1-Wire Digital Thermometer* [online]. 2007 [cit. 2019-12-1]. Rev 6. Dostupné z: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/DS18B20.pdf>
- [48] ALTER, David. TEXAS INSTRUMENTS. *Using PWM Output as a Digital-to-Analog Converter on a TMS320F280x Digital Signal Controller: Application report* [online]. 2008 [cit. 2019-12-1]. SPRAA88A. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/spraa88a/spraa88a.pdf>
- [49] HENKEL BERGQUIST. *SIL-PAD K6: Film based thermally conductive insulator* [online katalogový list]. 2018 [cit. 2020-3-22]. Dostupné z: <http://tds.loctite.com/tds5/Studio/ShowPDF/BERGQUIST%20SIL%20PAD%20TSP%20K1100-EN?pid=BERGQUIST%20SIL%20PAD%20TSP%20K1100&format=MTR&subformat=HYS&language=EN&plant=WERCS>
- [50] TT ELECTRONICS. *Heatsink for WMHP Series High Power Resistors: WMHP-HS Series* [online katalogový list]. 2017 [cit. 2020-3-22]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/2548927.pdf>
- [51] POWER PARTNERS INC. *The AC in Your DC: An Overview of Ripple & Noise* [online]. 2019 [cit. 2020-3-22]. Dostupné z: <http://powerpartners-inc.com/wp-content/uploads/2019/04/Ripple-and-Noise.pdf>
- [52] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. *RFP30N06LE: 30 A, 60 V, 0.047 Ohm, Logic Level N-Channel Power MOSFETs* [online katalogový list]. 2004 [cit. 2020-3-22]. Rev. B1. Dostupné z: https://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/Fairchild%20PDFs/RFP30N06LE_RF1S30N06LESM.pdf
- [53] AGILENT TECHNOLOGIES. *Power Supply Testing* [online]. 2002 [cit. 2020-3-3]. AN 372-1. Dostupné z: <https://www.testworld.com/wp-content/uploads/power-supply-testing.pdf>

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1: Blokové schéma lineárního napájecího zdroje [1]	3
Obrázek 2: Blokové schéma spínaného napájecího zdroje [1]	4
Obrázek 3: Průběh vstupního a výstupního napětí jednocestného usměrňovače [5].....	5
Obrázek 4: Voltampérová charakteristika Zenerovy diody [1]	6
Obrázek 5: Napětový stabilizátor se Zenerovou diodou [1]	7
Obrázek 6: Zjednodušené schéma lineárního zpětnovazebního stabilizátoru [7].....	9
Obrázek 7: Lineární zpětnovazební stabilizátor [7].....	9
Obrázek 8: Klasický lineární stabilizátor [7]	10
Obrázek 9: LDO napětový stabilizátor [7]	12
Obrázek 10: Závislost minimálního úbytku napětí na výstupním proudu regulátoru TPS728. Převzato z [8]	12
Obrázek 11: Kvazi LDO napětový stabilizátor [7]	13
Obrázek 12: Typické obvodové zapojení nastavitelného stabilizátoru LM317 [10].....	14
Obrázek 13: Doba odezvy na skokovou změnu proudu do zátěže [12].....	15
Obrázek 14: Snižující měnič [13]	17
Obrázek 15: Průběhy napětí a proudů při činnosti snižujícího měniče [16].....	18
Obrázek 16: Zvyšující měnič [13]	20
Obrázek 17: Průběhy napětí a proudů při činnosti zvyšujícího měniče 0	21
Obrázek 18: Tepelné odpory při přestupu tepla z polovodičového čipu do chladiče [18]	23
Obrázek 19: Tepelný obvod při šíření tepla z jednoho zdroje (součástky) do chladiče [14]	24
Obrázek 20: Tepelný obvod při šíření tepla ze dvou tepelných zdrojů do sdíleného chladiče [14]	25
Obrázek 21: Tepelný obvod při šíření tepla ze dvou totožných zdrojů do sdíleného chladiče [14]	26
Obrázek 22: Tepelný obvod při šíření tepla ze dvou totožných zdrojů do sdíleného chladiče [14]	26
Obrázek 23: Možnosti umístění filtrů při použití lineárního napětového stabilizátoru [21]	28
Obrázek 24: Graetzův můstkový usměrňovač a průběh jeho výstupního napětí se zvlněním [1]	29
Obrázek 25: Kaskádní zapojení lineárních stabilizátorů [21].....	30

Obrázek 26: Aktivní vyhlazovací RC filtr [1]	30
Obrázek 27: Blokové schéma navrženého napájecího zdroje	33
Obrázek 28: Typické aplikační zapojení stabilizátoru LT3080. Převzato z [22]	35
Obrázek 29: Závislost maximálního výstupního proudu na rozdílu mezi vstupním a výstupním napětím u stabilizátoru LT3080. Převzato z [22].....	36
Obrázek 30: Systém přepínání napájecího napětí a můstkový usměrňovač	37
Obrázek 31: Řízení přepínání rozsahu vstupního napětí napájecího zdroje podle okamžité hodnoty výstupního napětí.....	38
Obrázek 32: Hlavní napěťový stabilizátor LT3080 a pomocný stabilizátor LM317 zajišťující předregulaci napájecího napětí	40
Obrázek 33: Obvod zajišťující minimální proudový odběr z výstupu lineárního stabilizátoru.....	42
Obrázek 34: Schéma transformátoru využitého v navrženém zdroji.....	45
Obrázek 35: Zdroj stabilizovaného napětí +34,0 V se stabilizátorem ADP7142ARDZ	47
Obrázek 36: Pomocné napájecí obvody a napěťová reference	48
Obrázek 37: Ochrana proti přepolarizování výstupu zdroje (dioda D_OVP)	49
Obrázek 38: Ochrana proti zkratu na vstupu zdroje	50
Obrázek 39: Nastavitelný laboratorní napájecí zdroj ze dvou stabilizátorů LT3080. Převzato z [22]	51
Obrázek 40: Digitálně analogový převodník se zesilovačem nastavující hodnotu výstupního napětí a proudové limitace	52
Obrázek 41: Snímání výstupního proudu a jeho převod na napětí přístrojovým zesilovačem.....	56
Obrázek 42: Schéma zapojení pro simulaci omezení výstupního proudu	57
Obrázek 43: Průběhy napětí na výstupu zdroje (červeně), na svorce SET (růžově) a na výstupu předregulátoru LM317 (zeleně) a průběh proudu skrz rezistor R3 (hnědě)	58
Obrázek 44: Průběhy napětí na výstupu zdroje (červeně), na svorce SET (růžově), na výstupu komparátoru (modře) a průběh proudu rezistorem R_3	59
Obrázek 45: Integrovaný obvod 555 jako detektor chybějících pulsů [35].....	60
Obrázek 46: Resetovatelný časovač s obvodem 555 na signalizaci dosažení proudové limitace.....	61
Obrázek 47: Měření výstupního napětí a proudu analogově digitálním převodníkem... ..	63
Obrázek 48: Galvanické oddělení rozhraní SPI s využitím obvodu ISO7762	64
Obrázek 49: Galvanické oddělení spínače výstupu kanálu napěťového zdroje	64
Obrázek 50: Zapojení mikrokontroléru ATmega1284P	66
Obrázek 51: Expandér I/O rozhraní snímající stav klávesnice a tlačítek	67

Obrázek 52: Převodník ze sériového UART rozhraní na USB pro komunikaci s PC	68
Obrázek 53: Obvodové zapojení teplotních čidel DS18B20	69
Obrázek 54: Řízení rychlosti otáček ventilátorů PWM signálem z mikrokontroléru.....	70
Obrázek 55: Vytváření stejnosměrného napětí z PWM signálu [48]	71
Obrázek 56: Závislost ztrátového výkonu na výstupním napětí zdroje.....	73
Obrázek 57: Náčrtek chladiče WMHP-HS-25A [50]	75
Obrázek 58: 3D model řídicí DPS se společným mikrokontrolérem	77
Obrázek 59: 3D model DPS s jedním kanálem laboratorního zdroje.....	77
Obrázek 60: Pohled na celý model krytu laboratorního zdroje	79
Obrázek 61: Uspořádání komponent uvnitř krytu zdroje	80
Obrázek 62: Popis dolního krytu zdroje	80
Obrázek 63: Orientace vrchního dílu krytu při 3D tisku	81
Obrázek 64: Základní vývojový diagram programu.....	83
Obrázek 65: Vývojový diagram hlavní smyčky programu.....	84
Obrázek 66: Údaje zobrazené na LCD displeji ve výchozím stavu.....	84
Obrázek 67: Obrazovka zobrazující aktuální měřené hodnoty výstupního napětí a proudu společně s nastavenými hodnotami napětí U_{set} a proudovým omezením I_{lim}	85
Obrázek 68: Nastavení hodnoty výstupního napětí kanálu 2	85
Obrázek 69: Menu	86
Obrázek 70: Teploty uvnitř krytu zdroje měřené jednotlivými čidly	86
Obrázek 71: Křivky rychlosti ventilátorů v závislosti na teplotě	87
Obrázek 72: Souhrn křivek rychlosti ventilátorů v závislosti na teplotě.....	87
Obrázek 73: Proces kalibrace výstupního napětí kanálu 1	89
Obrázek 74: Vývojový diagram procesu kalibrace laboratorního zdroje	89
Obrázek 75: Seznam příkazů a očekávaných odpovědí při komunikaci se zdrojem.....	91
Obrázek 76: Ukázka komunikace s laboratorním zdrojem v aplikaci Hercules.....	92
Obrázek 77: Měřicí pracoviště během testování proudového omezení	93
Obrázek 78: Výstupní napětí (modře) a detail zvlnění a šumu výstupního napětí (žlutě) při $I_{out} = 1 \text{ A}$ ($U_{out} = 10 \text{ V}$ a $R_Z = 10 \text{ } \Omega$)	94
Obrázek 79: Výstupní napětí (modře) a detail zvlnění a šumu výstupního napětí (žlutě) při omezení výstupního proudu na hodnotu 1,024 A (měřený $I_{out} = 1,02 \text{ A}$)	95
Obrázek 80: Výstupní napětí (modře) a detail zvlnění a šumu výstupního napětí (žlutě) při omezení hodnoty výstupního proudu na 0,5 A (měřený $I_{out} = 509 \text{ mA}$)	95

Obrázek 81: Výstupní napětí (modře) a detail zvlnění a šumu výstupního napětí (žlutě) při omezení hodnoty výstupního proudu na 0,1 A (měřený $I_{out} = 107$ mA)	96
Obrázek 82: Výstupní napětí (modře) a detail zvlnění a šumu výstupního napětí (žlutě) při omezení hodnoty výstupního proudu na 0 A (měřený $I_{out} = 7,26$ mA)	96
Obrázek 83: Sonda osciloskopu se zemnicí pružinou	98
Obrázek 84: Zvlnění a šum výstupního napětí při $I_{out} = 1$ A ($U_{p-p} = 11,8$ mV)	99
Obrázek 85: Zvlnění a šum výstupního napětí při $I_{out} = 0,5$ A ($U_{p-p} = 7,36$ mV)	100
Obrázek 86: Zvlnění a šum výstupního napětí při $I_{out} = 0,1$ A ($U_{p-p} = 4,88$ mV)	100
Obrázek 87: Obvodové zapojení laboratorního zdroje při měření odezvy na skokovou změnu výstupního proudu	102
Obrázek 88: Odezva na skokový nárůst výstupního proudu z 0,5 A na 1 A (žlutá = výstupní napětí U_{out} , modrá = napětí U_D)	103
Obrázek 89: Odezva na skokový pokles výstupního proudu z 1 A na 0,5 A (žlutá = výstupní napětí U_{out} , modrá = napětí U_D)	103
Obrázek 90: Odezva na skokovou změnu výstupního proudu z 0 A na 1 A (žlutá = výstupní napětí U_{out} , modrá = napětí U_D)	104
Obrázek 92: Řídicí DPS	121
Obrázek 93: DPS s jedním kanálem zdroje	121
Obrázek 94: Spodní část krytu s upevněným toroidním transformátorem	122
Obrázek 95: Vrchní část krytu s upevněným ventilátorem	122
Obrázek 96: Vnitřek krytu po montáži všech komponent (DPS, displej, propojovací kabely atd.)	123
Obrázek 97: Přední panel napájecího zdroje	123
Obrázek 98: USB konektor na pravém boku krytu zdroje	124

SEZNAM TABULEK

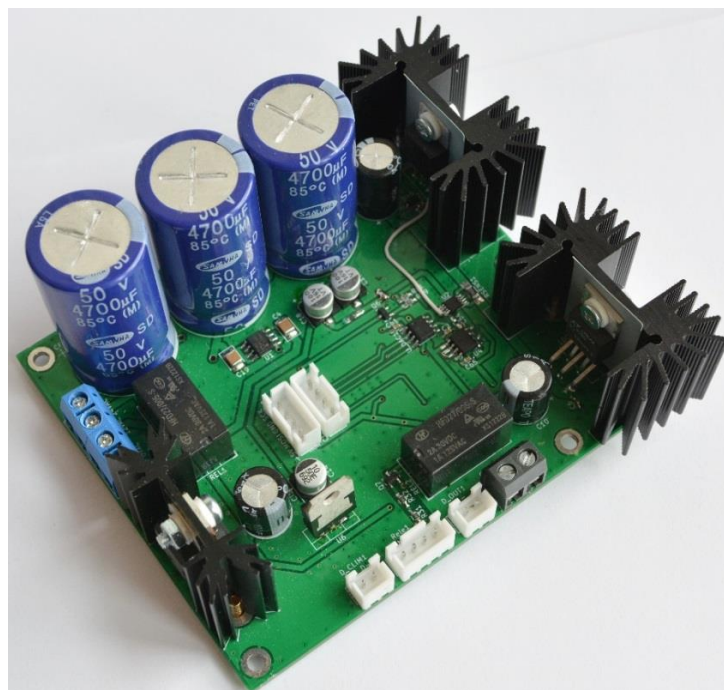
Tabulka 1: Analogie mezi elektrickými a tepelnými veličinami [14]	22
Tabulka 2: Specifikace nejdůležitějších parametrů navrženého napájecího zdroje.....	32
Tabulka 3: Srovnání lineárních napěťových stabilizátorů [10][22][25]	34
Tabulka 4: Cena jednotlivých komponent laboratorního zdroje (ceny z jara roku 2020)	82
Tabulka 5: Určení přesnosti měření výstupního proudu.....	105
Tabulka 6: Souhrn vlastností navrženého laboratorního napájecího zdroje	106

A PŘÍLOHY

A.1 Fotografie desek plošných spojů

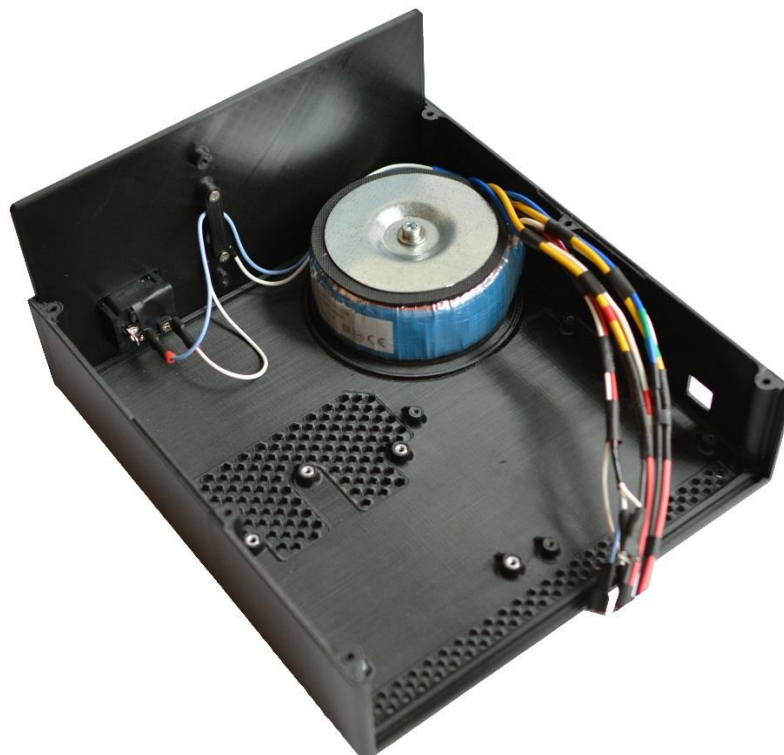


Obrázek 91: Řídicí DPS



Obrázek 92: DPS s jedním kanálem zdroje

A.2 Fotografie laboratorního zdroje



Obrázek 93: Spodní část krytu s upevněným toroidním transformátorem



Obrázek 94: Vrchní část krytu s upevněným ventilátorem



Obrázek 95: Vnitřek krytu po montáži všech komponent (DPS, displej, propojovací kabely atd.)



Obrázek 96: Přední panel napájecího zdroje



Obrázek 97: USB konektor na pravém boku krytu zdroje

A.3 Přesnost měření výstupního napětí

U_{set} = nastavené výstupní napětí; U_{MM} = výstupní napětí měřené multimetrem, U_{PSU} = výstupní napětí měřené laboratorním zdrojem

U_{set} [V]	U_{MM} [V]	U_{PSU} [V]	ΔU [V]	ΔU_{max} [V]	ΔU_{min} [V]
0,20	0,20	0,20	0,00	0,02	-0,02
0,50	0,45	0,44	0,01		
1,00	1,00	0,99	0,01		
1,50	1,49	1,49	0,00		
2,00	2,00	2,00	0,00		
2,50	2,46	2,46	0,00		
3,00	2,97	2,97	0,00		
3,50	3,48	3,49	-0,01		
4,00	3,96	3,97	-0,01		
4,50	4,50	4,50	0,00		
5,00	4,99	4,98	0,01		
5,50	5,51	5,51	0,00		
6,00	6,01	6,02	-0,01		
6,50	6,48	6,48	0,00		
7,00	6,99	6,99	0,00		
7,50	7,48	7,46	0,02		
8,00	7,99	7,97	0,02		
8,50	8,49	8,50	-0,01		
9,00	8,97	8,97	0,00		
9,50	9,51	9,51	0,00		
10,00	10,00	10,00	-0,01		
10,50	10,51	10,50	0,01		
11,00	10,99	11,00	-0,01		
11,50	11,47	11,46	0,01		
12,00	11,99	11,99	0,00		
12,50	12,48	12,48	0,00		
13,00	13,00	13,00	0,00		
13,50	13,50	13,51	-0,01		
14,00	13,99	14,00	-0,01		
14,50	14,51	14,52	-0,01		
15,00	15,00	15,00	0,00		
15,50	15,49	15,50	-0,01		
16,00	16,00	16,00	0,00		
16,50	16,49	16,48	0,01		
17,00	16,99	17,00	-0,01		
17,50	17,49	17,51	-0,02		
18,00	18,00	18,01	-0,01		
18,50	18,51	18,51	0,00		

U_{set} [V]	U_{MM} [V]	U_{PSU} [V]	ΔU [V]	ΔU_{max} [V]	ΔU_{min} [V]
19,00	19,00	18,99	0,01		
19,50	19,50	19,51	-0,01		
20,00	20,00	20,00	0,00		
20,50	20,50	20,51	-0,01		
21,00	21,00	21,01	-0,01		
21,50	21,50	21,50	0,00		
22,00	22,01	21,99	0,02		
22,50	22,49	22,49	0,00		
23,00	22,99	23,00	-0,01		
23,50	23,49	23,48	0,01		
24,00	24,00	24,00	0,00		
24,50	24,50	24,51	-0,01		
25,00	24,99	25,00	-0,01		
25,50	25,50	25,51	-0,01		
26,00	26,00	26,01	-0,01		
26,50	26,50	26,49	0,01		
27,00	26,99	26,99	0,00		
27,50	27,49	27,49	0,00		
28,00	28,00	28,00	0,00		
28,50	28,49	28,49	0,00		
29,00	29,00	29,01	-0,01		
29,50	29,50	29,50	0,00		
30,00	30,00	30,01	-0,01		

A.4 Schéma modulu napájecího kanálu zdroje

A.5 Schéma řídicího modulu zdroje

